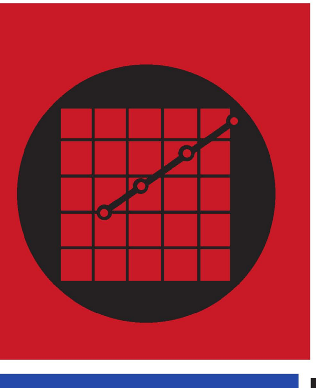
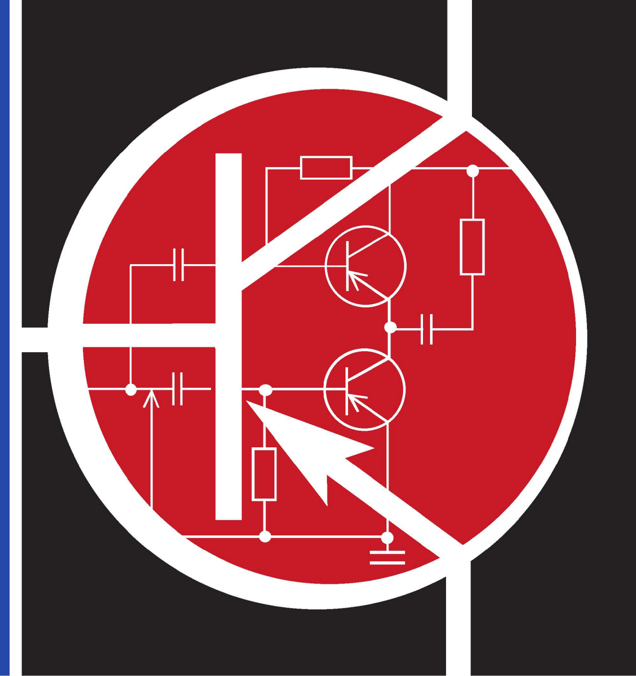
Н. В. БОБРОВ



РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКОВ





МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Основана в 1947 году

Выпуск 1027

Н. В. БОБРОВ

РАСЧЕТ РАДИОПРИЕМНИКОВ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 32.849
Б 72
УДК 621.396 62 001.24

Бобров Н. В.

Б 72 Расчет радиоприемников. — М.: Радио и связь, 1981 — 240 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1027).

1 р. 30 к.

В книге приводятся методики расчета функциональных схем и отдельных каскадов транзисторных и ламповых радиоприемников.
Для подготовленных радиолюбителей.

Б $\frac{30404\text{-}065}{046(01)\text{-}81}$ 219-81 2402020000

ББК 32.849
6Ф2.124

НИКОЛАЙ ВАСИЛЬЕВИЧ БОБРОВ

Расчет радиоприемников

Редактор *В. А. Вяземский*
Редактор издательства *Т. В. Жукова*
Технический редактор *Н. Н. Хотулева*
Корректор *О. В. Корьева*

ИБ № 954

Сдано в набор 23.05.80 Подписано в печать 10.02.81 Т 00745
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага писчая № 1 Гарн. шрифта литературная Печать высокая Усл. печ. л. 12,6 Уч.-изд. л. 16.86
Тираж 80 000 экз. Изд. № 19425 Заказ 1339 Цена 1 р. 30 к.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693
Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.

Отпечатано на Чеховском полиграфкомбинате Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли г. Чехов Московской области

Заказ 1134

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современные радиолюбители конструируют различную радиотехническую аппаратуру: станции радиосвязи, навигационные радиоприемные устройства для «охоты на лис», системы радиоуправления движущимися моделями и т. п. Элементами таких систем являются как радиоприемник в целом, так и отдельные его составные части или каскады. Их характеристики могут быть весьма различными, и при проектировании следует найти наиболее оптимальные инженерные решения. Поэтому целесообразно создание пособий по расчету радиоприемников и их элементов, отвечающих заданным требованиям и обеспечивающих получение на основе синтеза возможно лучших характеристик (но не ниже требуемых).

Предполагается, что читатель уже имеет определенные знания в области радиоприемных устройств, изучив, например, изданные в Массовой радиобиблиотеке учебники [5] или другие книги [3, 10, 25, 30, 40].

Основное внимание в книге сосредоточено на расчете структурной схемы радиоприемника (гл. 2), где на основе сравнения различных возможных вариантов выбирается наиболее приемлемый, позволяющий получить необходимые характеристики приемника. Сравнительная оценка ведется по достаточно большому числу различных вариантов (до 5—10 и более). При принятой методике расчета структурной схемы получаются все необходимые исходные данные для последующего расчета отдельных каскадов и систем регулировок приемника и исключается необходимость изменения самой структурной схемы.

Большое внимание уделено выбору электронных приборов и селективных систем, позволяющих получить наилучшую чувствительность и селективность приемника при оптимальных технических и эксплуатационных характеристиках.

Рекомендуемые методики расчета достаточно подробно иллюстрируются примерами расчета, что способствует более глубокому усвоению излагаемого материала, правильному пониманию решения задач, требующих компромиссных подходов, и получению четких представлений о возможных предельно достижимых характеристиках приемника и его каскадов.

В зависимости от различных вариантов исходных данных в гл. 3—12 описаны методики расчета отдельных каскадов и систем регулировок, которые позволяют получить оптимальные характеристики. Так, в 5—7 приводятся методики, позволяющие построить каскад с селективной нагрузкой, гарантирующей наилучшую селективность при заданном усилении каскада или наоборот, а также выбрать наилучшие способы построения селективных систем с переменной настройкой.

В гл. 13 приведен расчет структурной схемы приемника I класса, его отдельных каскадов, всех элементов схемы и основных характеристик.

В последние годы широкое применение при построении радиоаппаратуры находят интегральные гибридные микросхемы. Рекомендованные в гл. 14 методики расчета применимы для всех типов интегральных гибридных микросхем.

Автор выражает искреннюю благодарность В. П. Соколову и В. А. Вяземскому за ценные замечания, высказанные при рецензировании и научном редактировании рукописи.

Автор будет признателен читателям за критические замечания, которые следует направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Автор

Глава первая

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА РАДИОПРИЕМНИКА

1-1. Задачи расчета и принципы их решения

Технический (или инженерный) расчет радиоприемника выполняется для того, чтобы на основе требуемых (заданных) характеристик на приемник получить: 1) обоснованный и наиболее оптимальный вариант структурной схемы с выбором электронных приборов, схем и основных характеристик каждого каскада; 2) характеристики и параметры всех элементов (катушек индуктивности, резисторов, конденсаторов) каждого каскада приемника, включая выбор оптимального режима работы электронного прибора; 3) принципиальную схему приемника и спецификацию * к ней. В соответствии со сказанным расчет приемника состоит из трех этапов: расчета структурной схемы, расчета отдельных каскадов, составления принципиальной схемы и спецификации к ней.

При расчете структурной схемы на основе сравнения нескольких вариантов радиоприемников, обеспечивающих требуемые характеристики, выбирается оптимальный, т. е. наиболее выгодный, который позволяет применять более простые (а значит, и более дешевые) электронные приборы и селективные системы при наименьшем числе каскадов. Для портативных и переносных приемников сравнительную оценку ведут также по требуемой мощности питания, поскольку такие приемники, как правило, питаются от электрохимических источников питания (батарей сухих элементов или аккумуляторов), стоимость, габариты и масса которых пропорциональны их мощности.

Расчет отдельных каскадов начинают с выбора наиболее экономичного режима работы электронного прибора и определения его параметров в рабочем диапазоне частот, обеспечивающего требуемые характеристики каскада. Затем определяют сопротивления резисторов и емкостей конденсаторов схемы, при которых достигается выбранный режим работы электронного прибора и требуемая стабилизация коллекторного тока. При этом в каждом отдельном случае по сортаментам, приводимым в справочниках, выбирают необходимый тип резистора или конденсатора. После этого рассчитываются параметры нагрузки каскада и проверяется соответствие реальных и требуемых характеристик каскада. На основе расчета составляется принципиальная схема каскада и спецификация к ней.

Составляя принципиальную схему приемника, используют схемы отдельных каскадов. При необходимости между выходом предыдущего

* Спецификацией к принципиальной схеме называется таблица, составленная по требованиям ГОСТ и содержащая сведения о всех элементах схемы приемника.

и входом последующего каскадов включаются нужные соединительные элементы. Особое внимание при этом обращается на то, чтобы образующиеся межкаскадные цепи не нарушали работоспособность обоих каскадов [5].

1-2. Характеристики оконечного прибора и его выбор

Оконечный прибор является нагрузкой выходного каскада радиоприемника. Поэтому для расчета приемника необходимо знать входное сопротивление оконечного прибора и его зависимость от частоты в пределах возможных изменений модулирующих частот принимаемых сигналов, т. е. в полосе пропускания низкочастотного тракта приемника. Амплитудно-частотная характеристика громкоговорителей имеет некоторую неравномерность (по уровню звукового давления в зависимости от частоты). Поэтому для равномерного воспроизведения сигналов с различными модулирующими частотами в низкочастотном тракте приемника соответствующим образом корректируют амплитудно-частотную характеристику [5]. Характеристики оконечных приборов приводятся в [11, 22, 28].

Каждый громкоговоритель может воспроизводить с допустимым уровнем искажений звуковой сигнал, мощность которого не превышает его номинального значения. Эта мощность в вольт-амперах указывается первой цифрой в маркировке громкоговорителя. Так, к громкоговорителю типа 0,5ГД10 можно подводить сигнал с мощностью не более 0,5 В·А. Таким образом, по необходимой мощности сигнала и диапазону модулирующих частот сигнала выбирается нужный громкоговоритель.

Кинескопы для нормальной работы требуют подведения на сигнальный (управляющий) электрод напряжения сигнала около 40—80 В и обладают практически чисто емкостным входным сопротивлением. Эти параметры также приводятся в литературе. Полоса частот телевизионного сигнала изображения в соответствии со стандартом в нашей стране составляет 6 МГц. Кинескоп выбирается, как правило, в соответствии с необходимыми размерами экрана (по его диагонали). Эти размеры стандартизированы.

1-3. Характеристики принимаемых сигналов, помех приему и выбор приемной антенны

Для расчета приемника необходимо знать следующие параметры принимаемых сигналов: минимальную $f_{c\,min}$ и максимальную $f_{c\,max}$ несущие частоты, вид модуляции, для амплитудно-модулированного сигнала (АМС) — максимальный коэффициент модуляции m_{max}, а для частотно-модулированного сигнала (ЧМС) — индекс ψ_{max} модуляции, нижнюю $F_н$ и верхнюю $F_в$ частоты модуляции, а также минимальную E_{min} и максимальную E_{max} напряженности поля принимаемых сигналов в месте расположения приемной антенны. Все эти параметры задаются в технических условиях на расчет приемника или могут быть выбраны радиолюбителем в соответствии с характеристиками радиостанций, сигналы которых желательно принимать. Для радиовещательных приемников эти параметры определяются ГОСТ 5651—76.

Так, несущие частоты отечественных радиовещательных станций распределяются в диапазонах, которые приведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1

Диапазон по шкале приемника		Частота, МГц		Коэффициент диапазона $k_д$*	№ поддиапазона
		минимальная	максимальная		
Длинноволновый (ДВ)		0,15	0,405	2,73	1
Средневолновый (СВ)		0,525	1,605	3,06	2
Коротковолновые (КВ)	75 м	3,95	4	1,02	3
	49 м	5,95	6,2	1,04	4
	41 м	7,1	7,3	1,03	5
	31 м	9,5	9,775	1,03	6
	25 м	11,7	11,975	1,03	7
	19 м	15,1	15,45	1,03	8
	16 м	17,7	17,9	1,02	9
	13 м	21,45	21,75	1,02	10
	11 м	25,6	26,1	1,02	11
Ультракоротковолновый (УКВ)		65,8	73	1,11	12

* $k_д$ определяется отношением $f_{c\,max}$ и $f_{c\,min}$ внутри диапазона.

Для радиовещательных станций с амплитудной модуляцией в диапазонах километровых — декаметровых волн нижняя частота модуляции составляет 40 Гц, а верхняя — 4,5 кГц.

В станциях метрового и дециметрового диапазонов волн с частотной модуляцией нижняя частота модуляции 40 Гц, а верхняя — 15 кГц при максимальном индексе модуляции 5. В первом случае ширина спектра сигнала, как известно, равна $2F_в = 9$ кГц, во втором 250 кГц [5].

Несущие частоты телевизионных каналов, принятые в нашей стране, приведены в табл. 1-2. Параметры телевизионных сигналов отечественных станций определяются ГОСТ 7845—72. Согласно ему несущая частота сигнала звукового сопровождения для каждого канала на 6,5 МГц выше несущей сигнала изображения. Минимальная частота спектра сигнала меньше несущей сигнала изображения на 1,25 МГц, а максимальная — больше несущей сигнала звукового сопровождения на 0,25 МГц. Ширина спектра любого телевизионного

канала составляет 8 МГц. Из табл. 1-2 следует, что первые 12 каналов находятся в метровом, а последующие 19 — в дециметровом диапазонах волн. В настоящее время все отечественные телевизоры имеют селектор телевизионных каналов, обеспечивающий фиксированную настройку на любом из первых 12 каналов. Каналы дециметрового диапазона предназначаются для использования по мере увеличения числа программ в крупных близко расположенных городах с целью исключения взаимных помех.

Таблица 1-2

№ канала	Несущая частота изображения, МГц	Граничные частоты спектра сигнала, МГц	№ канала	Несущая частота изображения, МГц	Граничные частоты спектра сигнала, МГц
1	49,75	48,5—56,5	8	191,25	190—198
2	59,25	58—66	9	199,25	198—206
3	77,25	76—84	10	207,25	206—214
4	85,25	84—92	11	215,25	214—222
5	93,25	92—100	12	223,25	222—230
6	175,25	174—182	21	471,25	470—478
7	183,25	182—190	39	615,25	614—622

Для радиолюбительских связей международными организациями выделены сравнительно узкие полосы частот (табл. 1-3). В каждой из них определен также характер передаваемого сигнала. Перекрытие по частоте любого из этих поддиапазонов не представляет технических трудностей, так как для них $k_д < 1,05$.

При проектировании радиоприемников тип и параметры применяемых антенн обычно задаются. Этими параметрами являются: действующая высота $h_А$, собственная емкость $C_А$, собственная индуктивность $L_А$, сопротивление потерь $R_п$ и сопротивление излучения R_Σ. При работе радиоприемника в диапазоне частот указанные параметры должны быть заданы для каждой рабочей частоты. Чаще всего для этого служат экспериментально полученные данные, представленные в виде графиков или таблиц [16].

В радиолюбительской практике при выборе приемной антенны можно руководствоваться следующими рекомендациями. Для стационарного приемного устройства при необходимости вести прием сигналов со всех направлений следует применять ненаправленную проволочную или штыревую вертикальную антенну. Хорошие результаты могут быть получены и со слабонаправленными проволочными антеннами типа: наклонный провод, Г-образная, Т-образная. Формулы для расчета их параметров приводятся в литературе [5]. Поскольку уровень внешних помех в километровых — декаметровых диапазонах волн достаточно высок, то обычно не следует брать большую длину

провода антенны, пропорционально которой увеличивается ее действующая высота и, следовательно, уровень внешних помех на входе радиоприемника. Как правило, бывает достаточно иметь действующую высоту антенны около 1,5—5 м. В портативных и переносных радиоприемных устройствах, предназначенных для приема сигналов в километровом — метровом диапазонах волн, в настоящее время используют ферритные и штыревые антенны, характеристики которых можно вычислить по методикам, описанным в [5, 13, 16, 35].

Таблица 1-3

Международное наименование	№ поддиапазона	Рабочие частоты, МГц		Вид сигнала и модуляции
		min	max	
80-метровый	1	3,5	3,65	Телефон, телеграф АМ
40-метровый	2	7	7,1	Телефон, телеграф АМ
20-метровый	3	14	14,1	Телеграф АМ
	4	14,1	14,3	Телефон АМ (двухполосный)
	5	14,3	14,35	Телефон АМ (однополосный)
14-метровый	6	21	21,15	Телеграф АМ
	7	21,15	21,35	Телефон АМ (двухполосный)
	8	21,35	21,45	Телефон АМ (однополосный)
10-метровый	9	28,0	28,2	Телеграф АМ
	10	28,2	28,5	Телефон АМ (двухполосный)
	11	28,5	29,7	Телефон АМ (однополосный)
2-метровый	12	144	146	Телефон, телеграф АМ
70-сантиметровый	13	420	435	Телефон, телеграф АМ

Для приема телевизионных программ применяют направленные антенны. Характеристики таких антенн, позволяющих принимать сигналы 6—8 соседних каналов (из первых 12 по табл. 1-2), приводятся в [5, 22, 31].

В пределах ширины спектра радиовещательных и телевизионных сигналов основные внешние помехи приему (атмосферные, промышленные, космические) имеют практически равномерный спектр, весьма схожий со спектром собственных шумов приемника [5]. Их средний

уровень может быть определен для приема каждого канала радиовещания или телевидения в соответствии с графиками и формулами, приводимыми в [5, 31]. Вычислив среднее действующее значение напряжения помех $U_{п.вх}$ на входе приемника, можно определить предельно осуществимую чувствительность проектируемого устройства

$$E_0 = \gamma_{U\,вх} U_{п.\,вх}. \qquad (1\text{-}1)$$

Значения коэффициента $\gamma_{U\,вх}$, определяющего необходимое превышение сигнала над помехами на входе приемника, приведены в табл. 1-4.

Таблица 1-4

Вид радиолинии	$\gamma_{U\,вх}$
Радиотелеграфия с приемом на:	
слух	0,7—2
ондулятор	2—5
буквопечатающий аппарат	3—10
Радиотелефония одноканальная с модуляцией:	
амплитудной	3—10
частотной	2—5
Радиовещание с модуляцией:	
амплитудной	7—30
частотной	2—3
Телевидение	7—30

1-4. Основные электрические характеристики приемника

Полные формулировки электрических и эксплуатационных характеристик приемников с достаточно подробными объяснениями приводятся в [3—5, 10, 12, 16, 18, 23, 25, 27, 30, 40]. Запишем их так, как это обычно делается в техническом задании на проектирование радиоприемника. Применительно к радиовещательным приемникам данные характеристики определяются ГОСТ 5651-76.

1. *Диапазон рабочих частот*, если он непрерывен, задается минимальной $f_{c\,min}$ и максимальной $f_{c\,max}$ частотами. Он в большой степени определяет выбор типа приемной антенны, электронных приборов и конструкцию радиотракта приемника. Если отдельные полосы из диапазона частот не являются рабочими, то это оговаривается и полный диапазон делится на поддиапазоны или частотные диапазоны. Так поступают применительно к радиовещательным приемникам. Граничные частоты их поддиапазонов должны соответствовать табл. 1-1. Согласно табл. 1-1 для перекрытия всего диапазона радиовещательный приемник должен иметь 12 поддиапазонов рабочих частот. Это

требует применения переключателя диапазонов на 12 фиксированных положений. Поскольку полосы частот поддиапазонов 3—11 относительно узкие, можно объединить пары соседних участков рабочих частот в один поддиапазон и тем самым уменьшить количество рабочих поддиапазонов, а следовательно, упростить конструкцию переключателя и приемника в целом. Последнее, естественно, снизит габариты, массу и стоимость приемника. Так, например, при объединении поддиапазонов 25 и 31 м можно взять один с граничными частотами 9,5—11,975 МГц. При выборе диапазона рабочих частот приемника необходимо учитывать также ряд конструктивных требований: плотность настройки, точность настройки по шкале, сложность изготовления механизмов шкалы и верньерного устройства.

Очевидно, что для входной цепи и каждого каскада радиочастотного тракта (включая преобразователь частоты) диапазоны рабочих частот должны быть такими же, какими они заданы для всего приемника.

2. *Полоса пропускания* приемника определяется наиболее широким спектром принимаемых сигналов. Она должна быть шире спектра для учета нестабильности несущей сигнала и частоты гетеродина в супергетеродинном приемнике. Количественно превышение полосы пропускания над шириной спектра определяется коэффициентом расширения полосы [3, 5]. Чрезмерное расширение полосы пропускания увеличивает действие помех и снижает чувствительность приемника. Поэтому ее минимально необходимое значение должно определяться при расчете структурной схемы приемника. При расчете определяется также связь между полосами пропускания приемника и отдельных каскадов приемника (см. § 2-6). С целью унификации производства приемников и снижения их стоимости во многих радиовещательных приемниках применяются типовые фильтры сосредоточенной селекции (ФСС). Их полосы пропускания выбраны так, чтобы обеспечивалась необходимая полоса пропускания всего приемника.

3. *Чувствительность* приемника задается минимальным значением э. д. с. сигнала E_0, создающейся в приемной антенне, при которой обеспечивается нормальный прием сигнала для требуемого значения коэффициента $\gamma_{U\,\text{вх}}$ (см. табл. 1-4). При расчете приемника элементы высокочастотного тракта выбираются так, чтобы требуемая чувствительность обеспечивалась при выбранной антенне. Поэтому чувствительность приемников различного типа рассчитывается исходя из технической возможности ее реализации, что определяется расчетом структурной схемы приемника (см. § 2-5). Так, согласно ГОСТ 5651—76, в поддиапазоне 1 чувствительность приемников высшего класса составляет 50 мкВ, а приемников класса IV — 200 мкВ. Чем выше чувствительность, тем сложнее и дороже будет радиотракт приемника.

4. *Селективность* радиовещательных приемников по соседним каналам задается ослаблением при расстройке ±9 кГц. В поддиапазонах 1 и 2 для приемников высшего класса она составляет 55 дБ, а для класса IV — 26 дБ. В связных приемниках требуется лучшая селективность и ослабление по соседнему каналу должно быть до 80—100 дБ. Двухсигнальная селективность связных приемников при расстройке 9 кГц обычно должна быть не менее 60 дБ.

Ослабление по зеркальному каналу также зависит от класса приемника и его диапазона рабочих частот. Так, для радиовещательных приемников высшего класса в поддиапазоне 1 оно должно быть не менее 60 дБ, а в поддиапазонах 3—11 — 26 дБ (аналогично для приемников IV класса — 34 и 10 дБ).

Подавление сигналов с промежуточной частотой в радиовещательных приемниках высшего класса должно превышать 40 дБ, а в приемниках класса IV — 26 дБ. В связных приемниках этот параметр обычно бывает на 20—40 дБ выше.

При расчете структурной схемы приемника соответствующим выбором селективных систем трактов радиосигнала и промежуточной частоты обеспечиваются все указанные характеристики селективности приемника (см. § 2-6).

5. *Коэффициент гармоник* радиовещательных приемников высшего класса при коэффициенте модуляции сигнала 0,8 в диапазоне модулирующих частот 200—400 Гц не должен превышать 0,08, а при модулирующих частотах выше 400 Гц — 0,05. Для приемников класса IV он должен быть соответственно меньше 0,12 и 0,08. Примерно такие же значения коэффициента гармоник допускаются в связных приемниках.

Наибольшие нелинейные искажения создаются в выходном каскаде приемника, поскольку он работает в режиме усиления больших сигналов. Примерно одинаковый уровень нелинейных искажений дает детектор и предоконечный каскад. Нелинейными искажениями в других каскадах при правильном выборе режимов их работы обычно пренебрегают [3, 5]. Поэтому допустимые коэффициенты гармоник указанных каскадов на основании данных опыта определяются следующими равенствами:

$$k_{\text{г. вых}} \approx 0{,}7k_\text{г}; \quad k_{\text{г. п. к}} \approx 0{,}3k_\text{г} \text{ и } k_{\text{г. д}} \approx 0{,}1k_\text{г}. \qquad (1\text{-}2)$$

Здесь $k_\text{г}$ — коэффициент гармоник всего приемника.

Кривая верности (по звуковому давлению) радиовещательных приемников для сигналов с частотами выше 250 Гц должна иметь неравномерность менее 14 дБ, а на частотах ниже 250 Гц — менее 18 дБ. Такие параметры для приемников высшего класса необходимо обеспечивать в интервале модулирующих частот от 40 до 5600 Гц, а для приемников класса IV 200—3150 Гц. Для поддиапазона 12 границы интервала модулирующих частот от 40 до 16 000 Гц. В связных приемниках всех классов границы интервала модулирующих частот приняты от 300 до 3400 Гц, что значительно проще выполнять. Для каждой частоты модуляции коэффициент амплитудно-частотных искажений приемника (а следовательно, и уровень соответствующей ординаты кривой верности) будет равен произведению коэффициентов амплитудно-частотных искажений отдельных каскадов приемника (включая громкоговоритель). При расчете структурной схемы приемника коэффициенты амплитудно-частотных искажений высокочастотного $M_{\text{н. вч}}$ ($M_{\text{в. вч}}$) и низкочастотного $M_{\text{н. нч}}$ ($M_{\text{в. нч}}$) трактов численно принимают равными. Следовательно,

$$M_{\text{н. вч}} = M_{\text{н. нч}} = \sqrt{M_\text{н}} \quad \text{и} \quad M_{\text{в. вч}} = M_{\text{в. нч}} = \sqrt{M_\text{в}}, \qquad (1\text{-}3)$$

где $M_\text{н}$ и $M_\text{в}$ — допустимые значения коэффициентов амплитудно-частотных искажений для всего приемника. Допустимый уровень амплитудно-частотных искажений в каждом каскаде выбирается при расчете структурной схемы приемника (см. § 2-2).

6. *Система АРУ*, определяющая динамический диапазон, в радиовещательных приемниках высшего класса должна обеспечивать изменение выходного напряжения не более чем на 10 дБ при повышении уровня входного сигнала иа 60 дБ. Для приемников класса IV эти параметры соответствуют 10 и 26 дБ. Примерно такие же значения они имеют для связных приемников.

7. *Выходная мощность* радиовещательных приемников определяется при выбранном типе громкоговорителя средним (номинальным) звуковым давлением. Так, для приемников высшего класса оно должно превышать $10\cdot10^5$ Па ($4\cdot10^5$ Па при автономном источнике питания). У приемников класса IV эта характеристика соответствует 3,5 (2)$\times$ $\times10^5$ Па, а в переносном варианте $2\cdot10^5$ Па. Так, например, портативные динамические громкоговорители типов 0,25 ГД-1 и 0,15 ГД-1 обеспечивают среднее звуковое давление $1,5\cdot10^5$ Па, что достаточно для переносных приемников класса IV. Но первый тип громкоговорителя для этого требует номинальную мощность сигнала 0,25 Вт, а второй — 0,15 Вт [11]. В связных приемниках определяется выходная мощность (в ваттах).

8. *Потребление энергии* от автономных источников питания для радиовещательных приемников высшего класса не должно превышать 4 Вт, а для класса IV — 0,3 Вт.

Эксплуатационные характеристики приемника связаны с его конструктивным оформлением. Поэтому рассмотрим их более конкретно при расчете структурных схем и в примерах расчетов.

1-5. Выбор и построение структурных схем приемников

В диапазонах гектометровых и более коротких волн транзисторные и ламповые приемники с необходимой в настоящее время селективностью и удовлетворительной чувствительностью могут выполняться только по супергетеродинной схеме [3, 5]. Сказанное подтверждается тем, что все современные радиовещательные приемники отмеченных ранее диапазонов волн, выпускаемые отечественной и зарубежной промышленностью, являются супергетеродинными. Поэтому в основном будем рассматривать особенности построения и расчета структурных схем супергетеродинных приемников. Определить оптимальное число каскадов в различных трактах приемника можно только на основании расчета структурной схемы. Ее следует выбирать, исходя из параметров радиовещательных приемников различных классов [5].

Так, для приемников II—IV классов, как правило, не требуется усилитель радиосигнала и бывает достаточно два каскада в тракте промежуточной частоты. Радиоприемники высшего и I классов для обеспечения чувствительности и необходимой селективности требуют применения хотя бы одного каскада усилителя радиосигнала при двух-трех каскадах в тракте промежуточной частоты. Сказанное легко проверить, сравнив структурные схемы радиовещательных приемников одинаковых классов, выпускаемых различными заводами [12, 13, 20, 24]. Такая же закономерность имеет место для связных [12] и для телевизионных [22] приемников.

Глава вторая

РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЕМНИКОВ АМС И ЧМС

2-1. Разбивка общего диапазона рабочих частот на поддиапазоны

Целью расчета является определение числа рабочих поддиапазонов, их граничных частот и выбор перестраиваемого элемента колебательных контуров тракта радиосигнала. Исходными данными для

решения этих задач являются: диапазон рабочих частот приемника; расстройка соседнего канала Δf_c (минимальный интервал между несущими частотами соседних по частоте сигналов); максимально допустимое число радиостанций N_c, сигналы которых должны приниматься в одном поддиапазоне.

В диапазонах метровых и более длинных волн, в которых используются радиовещательные и радиолюбительские приемники, в качестве резонансных систем радиотракта применяются электрические колебательные контуры с сосредоточенными параметрами. При перестройке такого контура конденсатором переменной емкости его максимально осуществимый коэффициент диапазона

$$k_{д\,max} = f_{0\,max}/f_{0\,min} = \sqrt{C_{э\,max}/C_{э\,min}} \qquad (2\text{-}1)$$

не превышает 2,5—3. Здесь f_0 и $C_э$ — резонансная частота и эквивалентная емкость контура соответственно. Максимальный коэффициент диапазона не превышает 1,5—2,5 при перестройке колебательного контура катушкой с переменной индуктивностью; 1,4—2,2 — варикапом; 1,1—1,2 — реактивным транзистором [4, 5]. Если при заданных граничных частотах рабочего диапазона $f_{c\,max}$, $f_{c\,min}$ и выбранном элементе перестройки контура выполняется неравенство

$$f_{c\,max} \leqslant k_{д\,max} f_{c\,min}, \qquad (2\text{-}2)$$

то весь диапазон рабочих частот может быть перекрыт одним контуром. Однако при $k_д > 1{,}5 \div 2{,}5$ в декаметровом и метровом диапазонах волн может оказаться очень большая плотность настройки, т. е. число возможных радиостанций на одно деление шкалы. Настройка на частоты соседних станций должна отличаться по шкале настройки не менее чем на одно деление шкалы [5, 12]. При общей длине шкалы $l_ш = 120 \div 150$ мм и расстоянии между рисками соседних делений шкалы $\Delta l_ш = 1 \div 1{,}5$ мм число делений шкалы будет:

$$n_ш = l_ш/\Delta l_ш = (120 \div 150)/(1 \div 1{,}5) = 80 \div 150. \qquad (2\text{-}3)$$

Число станций N_c, которое может разместиться в одном рабочем поддиапазоне, согласно сказанному ранее не может превышать числа делений шкалы, т. е. $N_c \leqslant n_ш$. Следовательно, для каждого поддиапазона должно выполняться равенство

$$k_д = \frac{f_{c\,max}}{f_{c\,min}} = \frac{f_{c\,min} + n_ш\,\Delta f_c}{f_{c\,min}} = 1 + \frac{n_ш\,\Delta f_c}{f_{c\,min}} = 1 + \frac{N_c\,\Delta f_c}{f_{c\,min}}. \qquad (2\text{-}4)$$

Чем выше минимальная рабочая частота, тем меньший коэффициент диапазона требуется в каждом поддиапазоне. Для радиовещания в декаметровом и более длинноволновых диапазонах принято $\Delta f_c = 10$ кГц. Поэтому при $f_{c\,min} = 9{,}5$ МГц и $n_ш = 100$ согласно (2-4) получим $k_д = 1 + 100 \cdot 10^4/(9{,}5 \cdot 10^6) = 1{,}1$, что значительно меньше максимально осуществимых значений при любом из указанных способов перестройки контура. Для рассматриваемого примера $f_{c\,max} = k_д f_{c\,min} = 1{,}1 \cdot 9{,}5 = 10{,}5$ МГц. Согласно табл. 1-1 при таком $k_д$ может быть перекрыт лишь поддиапазон 31 м.

Во многих радиовещательных приемниках объединяются в один поддиапазоны 25 и 31 м. Для этого согласно табл. 1-1 требуется $k_д = 12 \cdot 10^6/(9{,}5 \cdot 10^6) = 1{,}27$, что вполне осуществимо. Но согласно равенству (2-4) число возможных соседних каналов в поддиапазоне

будет $N_0 = (k_д - 1) f_{c\,min}/\Delta f_c = (1{,}27 - 1)\, 9{,}5\cdot 10^6/10^4 = 256$. Для перестройки приемника на соседнюю станцию потребуется сместить указатель настройки на 1/256 длины шкалы, что будет гораздо меньше деления шкалы. Именно поэтому оказывается столь затруднительной настройка приемников в рассмотренном поддиапазоне.

Чтобы облегчить настройку приемника в декаметровом диапазоне, применяют поддиапазоны с растянутой настройкой, охватывающие только рабочие участки диапазона согласно табл. 1-1 [5]. Необходимый коэффициент диапазона контура при этом не превышает 1,05.

Если допускать одинаковую плотность настройки на каждом поддиапазоне, то согласно (2-4) с увеличением частоты необходимо брать меньший коэффициент диапазона. Такой способ разбивки общего диапазона рабочих частот на поддиапазоны называют способом с постоянным интервалом частот. Выполняют его в следующей последовательности. Задаются допустимым числом сигналов в каждом поддиапазоне $N_с$. Его берут равным числу делений шкалы $n_ш$. Определяют интервал частот для каждого поддиапазона

$$\Delta f'_{под} = N_с\, \Delta f_с. \qquad (2\text{-}5)$$

По его значению находят необходимое число поддиапазонов

$$n_{под} \geqslant (f_{c\,max} - f_{c\,min})/\Delta f'_{под}, \qquad (2\text{-}6)$$

принимая ближайшее большее целое число. После этого определяют действительный интервал частот поддиапазонов

$$\Delta f_{под} = (f_{c\,max} - f_{c\,min})/n_{под} \qquad (2\text{-}7)$$

и находят граничные частоты, добавляя к минимальной рабочей частоте $\Delta f_{под}$, $2\Delta f_{под}$, $3\Delta f_{под}$ и так до $f_{c\,max}$. Счет поддиапазонов ведут от минимальной рабочей частоты (первым будет тот, у которого $f_{min} = f_{c\,min}$).

За счет погрешности в параметрах контурной катушки и конденсатора контура, а также нестабильности этих параметров в процессе эксплуатации граничные частоты поддиапазонов могут несколько отличаться от расчетных. Если максимальная частота предыдущего поддиапазона за счет отмеченных факторов уменьшится, а минимальная последующего поддиапазона — увеличится, то между граничными частотами этих поддиапазонов образуется разрыв. Может стать невозможным прием станций, несущие частоты которых окажутся в пределах разрыва между граничными частотами поддиапазонов. Чтобы этого не получалось, обеспечивают запас перекрытия по частоте между соседними поддиапазонами. Их минимальные граничные частоты уменьшают, а максимальные — увеличивают на 2—3 %. Таким образом, получают окончательные расчетные значения граничных частот поддиапазонов.

В декаметровых приемниках магистральных линий связи рабочий диапазон частот обычно достаточно широк и непрерывен. Рассмотрим разбивку его на поддиапазоны на примере.

Пример 2-1. Разбить диапазон рабочих частот связного приемника при: $f_{c\,min} = 2$ МГц, $f_{c\,max} = 30$ МГц, $\Delta f_c = 25$ кГц, $N_c = n_ш = 100$.

По формуле (2-5) $\Delta f'_{под} = 100\cdot 25\cdot 10^3 = 25\cdot 10^5$ Гц. Согласно неравенству (2-6) $n_{под} \geqslant (30-2)/2{,}5 = 11{,}2$. Принимаем 12 под

диапазонов и из уравнения (2-7) находим $\Delta f_{под} = (30 \div 2) \cdot 10^6/12 = 2,333 \cdot 10^6$ Гц.

Определяем граничные частоты поддиапазонов по указанной ранее методике. Они составляют: 2; 4,333; 6,666; 9,0; 11,333; 13,666; 16,0; 18,333; 20,666; 23,0; 25,333; 27,666; 30 МГц. Для обеспечения перекрытия минимальные частоты поддиапазонов берем меньше, а максимальные — больше на 2 % граничных частот. Полученные минимальные и максимальные частоты поддиапазонов приведены в табл. 2-1. По их значениям вычисляют коэффициенты диапазонов (табл. 2-1). Они вполне могут быть обеспечены при настройке контуров радиотракта конденсаторами переменной емкости, катушками с переменной индуктивностью или с помощью варикапов.

Таблица 2-1

Параметр	Поддиапазон											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Минимальная частота, МГц	1,94	4,25	6,55	8,83	11,3	13,4	15,7	18,0	20,3	22,6	24,9	27,2
Максимальная частота, МГц	4,42	6,8	9,18	11,6	13,9	16,3	18,7	21,1	23,4	25,8	28,2	30,6
Коэффициент диапазона	2,24	1,6	1,4	1,32	1,23	1,22	1,19	1,17	1,16	1,15	1,14	1,14

Пример 2-2. Определить минимальные и максимальные частоты поддиапазонов радиовещательного приемника I класса, обеспечивая запас перекрытия по частоте 2 %.

Согласно ГОСТ 5651—76 радиовещательные приемники I класса должны иметь рабочими все участки частот согласно табл. 1-1. Поэтому минимальные и максимальные частоты поддиапазонов должны соответствовать значениям, приведенным в табл. 2-2. Поскольку для первых двух поддиапазонов $k_д$ достаточно велик, настройку контуров можно осуществить с помощью конденсаторов переменной емкости. Именно этим объясняется данный метод настройки контуров радиотракта радиовещательных приемников.

Определение крайних частот поддиапазонов приемников любительской связи выполняется так же, как в примере 2-2, но с использованием данных табл. 1-3.

Таблица 2-2

Параметр	Поддиапазон											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Минимальная частота, МГц	0,147	0,515	3,88	5,85	6,85	9,3	11,4	14,6	17,3	21	25,1	64
Максимальная частота, МГц	0,417	1,64	4,08	6,32	7,45	9,95	12,2	15,7	18,6	22,2	26,6	74,5
Коэффициент диапазона	2,83	3,18	1,05	1,08	1,09	1,07	1,07	1,07	1,07	1,05	1,06	1,11

2-2. Предварительный расчет выходного каскада

Целью предварительного расчета являются выбор схемы каскада, типа транзистора и его режима работы, определение необходимого входного сигнала, расчет входного сопротивления, являющегося нагрузкой предыдущего каскада. Эти задачи решаются на основе следующих исходных данных: номинальной выходной мощности $P_{н.вых}$ и сопротивления нагрузки $R_н$; нижней $F_н$ и верхней $F_в$ частот усиливаемого сигнала; допустимого коэффициента гармоник $k_г$; коэффициента амплитудно-частотных искажений на нижней $M_н$ и на верхней $M_в$ частотах усиливаемого сигнала. Первые две пары исходных данных задаются в характеристиках приемника. Допустимый коэффициент гармоник выходного каскада определяется первым равенством из (1-2). Уровень амплитудно-частотных искажений в выходном каскаде принимают примерно равным их уровню в остальных каскадах низкочастотного тракта (включая детектор). Поэтому согласно равенствам (1-3) можно принять для выходного каскада

$$M_{н.вых} = \sqrt{M_{н.нч}} = \sqrt[4]{M_н} \quad \text{и} \quad M_{в.вых} = \sqrt{M_{в.нч}} = \sqrt[4]{M_в}. \qquad (2\text{-}8)$$

Для остальных каскадов низкочастотного тракта

$$M_{н.к} = \sqrt[n]{M_{н.вых}} = \sqrt[4n]{M_н} \quad \text{и} \quad M_{в.к} = \sqrt[n]{M_{в.вых}} = \sqrt[4n]{M_в}. \qquad (2\text{-}9)$$

Здесь n — число каскадов в низкочастотном тракте (вместо выходного каскада сюда входит детектор).

В выходном каскаде приемника транзистор может включаться по схеме с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Наибольший коэффициент передачи обеспечивает схема с ОЭ, но она дает большие нелинейные искажения по сравнению со схемой с ОБ, обеспечивающей меньшее усиление. В схеме с ОК коэффициент передачи по напряжению меньше единицы. Входное сопротивление усилителя по схеме с ОБ наименьшее (десятки ом), что увеличивает нагрузку предыдущего каскада. У усилителя с ОЭ оно составляет сотни ом, а у усилителя с ОК — единицы и десятки килоом. Выходное сопротивление — наименьшее у усилителя по схеме с ОК, благодаря чему требуется меньший коэффициент трансформации выходного трансформатора (или меньшее сопротивление нагрузки в бестрансформаторном усилителе). В усилителях с ОЭ оно больше и самое большое в схеме с ОБ.

При введении отрицательной обратной связи (ООС) в усилителе с ОЭ можно значительно снизить нелинейные искажения и сделать их меньшими по сравнению с другими схемами при большем коэффициенте усиления каскада. Поэтому в подавляющем большинстве приемников в выходных каскадах транзисторы включают по схеме с ОЭ и лишь иногда применяют включение по схеме с ОБ. Схема с ОК иногда используется в бестрансформаторных каскадах. В выходных каскадах ламповых приемников используется схема с ОК.

Тип транзистора и схема каскада выбираются с учетом следующих соображений. В однотактном выходном каскаде можно использовать только режим класса А, который обладает малым к. п.д. (меньше 40 %), требует от источника питания большого тока при отсутствии усиливаемого сигнала, имеет большой постоянный подмагничивающий ток в первичной обмотке выходного трансформатора (что приводит к увеличению его размеров и стоимости). Максимальная выходная

мощность однотактного трансформаторного каскада в первом приближении определяется уравнением

$$P_{max}=0,5\xi_u E_к \xi_I I_{К\,max}=0,5U_{mК} I_{mК}, \qquad (2\text{-}10)$$

где $E_к$ — напряжение источника питания коллекторной цепи; $I_{К max}$ — максимальный коллекторный ток при выбранном $E_к$; ξ_u и ξ_I — коэффициент использования коллекторного напряжения и коллекторного тока (их значения приведены в табл. 2-3) [1, 4, 10, 12, 16].

Таблица 2-3

Схема каскада и режим работы		ξ_u	ξ_I	ξ_{0I}	ξ_{0u}
Однотактная класса А	Трансформаторная	0,85	0,4	0,5	1
Двухтактная класса АВ	Трансформаторная	0,85	0,85	0,35	1
	Бестрансформаторная	0,4	0,85	0,45	0,5

Рассеиваемая мощность коллектора транзистора в режиме класса А

$$P_к=U_0 I_0=\xi_{0u} E_к \xi_{0I} I_{К\,max}, \qquad (2\text{-}11)$$

не должна превышать $P_{К max}$, т. е. максимально допустимой для транзистора при любых значениях усиливаемого сигнала

$$P_к \leqslant P_{к\,max}. \qquad (2\text{-}12)$$

Для проверки выполнения этого неравенства на поле выходных характеристик транзистора строится зависимость $P_к = U_0 I_0 = P_{к\,max}$ (кривая *1* на рис. 2-1). Неравенство (2-12) будет выполняться, если нагрузочная линия (прямая *БВ*) не пересекается с кривой *1*.

Однотактные каскады применяются при выходной мощности не более 0,05 Вт. При больших мощностях, как правило, используются двухтактные каскады, обладающие лучшим к. п. д. и меньшими размерами выходного трансформатора.

В однотактном каскаде рабочая точка *А* выбирается в средней части нагрузочной характеристики. Наклон этой характеристики оптимален в том случае, когда выходные характеристики отсекают на ней почти равные по своей длине отрезки. При этом нелинейные искажения получаются наименьшими.

Часть энергии сигнала тратится в выходном трансформаторе. Обозначив его к. п. д. через $\eta_{тр}$, получим формулу для выбора транзистора однотактного каскада

$$P_{max}\eta_{тр} \geqslant P_{н.\,вых}. \qquad (2\text{-}13)$$

Значения $\eta_{тр}$ обычно составляют 0,65—0,75 при выходной мощности менее 1 Вт и 0,75—0,85 при выходной мощности от 1 до 10 Вт.

Согласно формулам (2-13) и (2-10) для достижения наибольшей выходной мощности каскада следует брать возможно большее напряжение $E_к$. Напряжение на коллекторе транзистора в однотактном каскаде, работающем в режиме класса А, при максимальном входном сигнале почти вдвое превышает $E_к$. В процессе эксплуатации напряжение автономных источников снижается. Поэтому неравенство (2-12) проверяется при номинальном напряжении источника

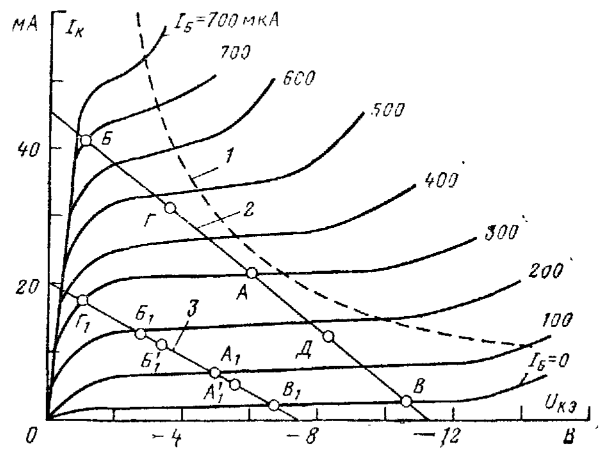


Рис. 2-1.

питания $E_к = E_0$. При максимально допустимом коллекторном напряжении транзистора $E_{к\,max}$ номинальное напряжение источника питания должно выбираться с учетом неравенства

$$E_0 \leqslant (0,3 \div 0,4)\, E_{к\,max}. \qquad (2\text{-}14)$$

Необходимый входной сигнал транзистора определяется по входным характеристикам, показанным на рис. 2-2, *а*. Для этого следует перенести на характеристику с выбранным $E_к$ рабочую точку *А* и точки *Б* и *В*, лежащие на нагрузочной характеристике. Амплитуду первой гармоники тока базы и напряжения $U_{БЭ}$ в первом приближении можно вычислить по формулам:

$$I_{mБ} \approx 0,5\left[(I_{ББ} - I_{БА}) + (I_{БА} - I_{БВ})\right] = 0,5\,(I_{ББ} - I_{БВ}) \qquad (2\text{-}15)$$

и

$$U_{m\,БЭ} \approx 0,5\left[(U_{ББ} + U_{БА}) + (U_{БА} - U_{БВ})\right] = 0,5\,(U_{ББ} - U_{БВ}).$$

Здесь токи $I_{БА}$, $I_{ББ}$ и $I_{БВ}$ соответствуют токам базы тех выходных характеристик, на которых лежат точки *А*, *Б* и *В* нагрузочной характеристики на рис. 2-1.

Входное сопротивление транзистора в выбранной рабочей точке

$$h_{11э}^{*} = U_{m\,БЭ}/I_{mБ}. \qquad (2\text{-}16)$$

Малые нелинейные искажения в каскаде по схеме с ОЭ получаются при выборе внутреннего сопротивления источника сигнала (т. е. сопротивления нагрузочного резистора предыдущего каскада) из соотношения [1, 4, 16]

$$R_c \approx (2 \div 8)\, h_{11э}. \qquad (2\text{-}17)$$

С увеличением коэффициента (2—8) нелинейные искажения понижаются, а передача сигнала из коллекторной цепи предыдущего каскада к участку база—эмиттер выходного каскада уменьшается.

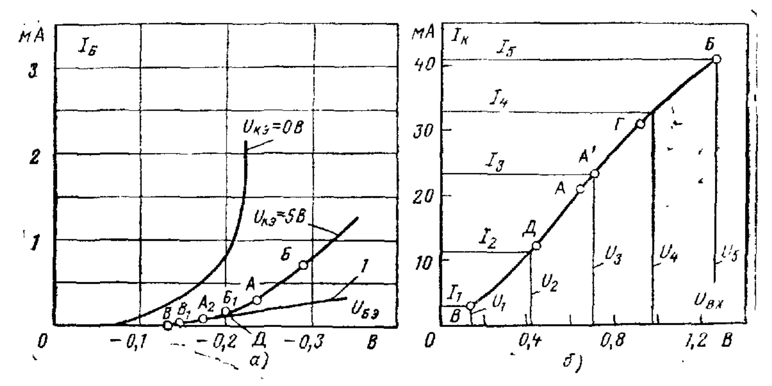


Рис. 2-2.

Выходным напряжением предыдущего каскада и входным напряжением данного каскада является падение напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении источника сигнала, а входным напряжением транзистора, приложенным непосредственно к переходу база — эмиттер, будет напряжение сигнала на входном сопротивлении транзистора. Входное сопротивление каскада зависит не только от режима работы транзистора каскада, но и от сопротивления источника сигнала R_c. В первом приближении его можно вычислить по формуле

$$U_{m\,вх} = U_{БЭ} \frac{R_c + r'_б + h_{11э}}{h_{11э}}. \qquad (2\text{-}18)$$

При наличии в справочнике проходной характеристики (зависимости коллекторного тока от входного сигнала, рис. 2-2, *б*) по ней находят непосредственно амплитуду входного сигнала каскада, подставляя во вторую формулу (2-15) вместо напряжений $U_{ББ}$ и $U_{БВ}$ соответствующие точкам *Б* и *В* напряжения $U_{вхБ}$ и $U_{вхВ}$.

Для усилителя по схеме с ОБ коэффициент в уравнении (2-17) следует брать от 2 до 5 с учетом сделанных ранее замечаний.

Коэффициент гармоник каскада вычисляется по проходной характеристике каскада, если она приведена в справочнике [32]. Но для приближенных расчетов можно воспользоваться следующей методикой. Отмечают на нагрузочной характеристике (см. рис. 2-1) точки *Г* и *Д*, которые должны быть серединой отрезков *БА* и *АВ* и определяют соответствующие им токи базы $I_{БГ}$ и $I_{БД}$. Если эти точки ока-

зываются между выходными характеристиками (рис. 2-1), то определение токов выполняют методом интерполирования. Затем по формулам:

$$I_{m\text{Б}1}=0{,}33\,(I_{\text{Б}Б}+I_{\text{Б}Г}-I_{\text{Б}Д}-I_{\text{Б}В});$$

$$I_{m\text{Б}2}=0{,}25\,(I_{\text{Б}Б}+I_{\text{Б}В})-0{,}5I_{\text{Б}А};$$

$$I_{m\text{Б}3}=0{,}167\,(I_{\text{Б}Б}-I_{\text{Б}В})-0{,}33\,(I_{\text{Б}Г}-I_{\text{Б}Д});$$

$$I_{m\text{Б}4}=0{,}083\,(I_{\text{Б}Б}+I_{\text{Б}В})-0{,}33\,(I_{\text{Б}Г}+I_{\text{Б}Д})+0{,}5I_{\text{Б}А};$$

$$k_{\text{г}}=\frac{\sqrt{I^2_{m\text{Б}2}+I^2_{m\text{Б}3}+I^2_{m\text{Б}4}}}{I_{m\text{Б}1}} \qquad (2\text{-}19)$$

вычисляют высшие гармоники тока базы и коэффициент гармоник [1, 4] Если полученное значение $k_{\text{г}}$ удовлетворяет допустимому, транзистор при выбранном режиме приемлем для выходного каскада. Если коэффициент гармоник окажется больше допустимого, следует применить в усилителе обратную отрицательную связь или взять более мощный транзистор. При более мощном транзисторе необходимый рабочий участок нагрузочной характеристики между точками *Б* и *В* на рис. 2-1 будет дальше от границ поля выходных характеристик, а следовательно, и в области, где характеристики идут более равномерно. Но при этом потребуется большая мощность питания каскада, а стоимость транзистора и выходного трансформатора будут, как правило, выше. Введение ООС уменьшает усиление и может потребовать применения добавочных каскадов в низкочастотном тракте приемника. Но этот путь оказывается экономически более оправданным и потому применяется значительно чаще.

Коэффициент амплитудно-частотных искажений транзистора на верхней частоте сигнала определяется формулой

$$M_{\text{в.т}}=\sqrt{1+\left[\frac{F_{\text{в}}}{f_\alpha\,(1-\alpha)}\right]^2} \qquad (2\text{-}20)$$

и не должен превышать 40—60 % коэффициента амплитудно-частотных искажений, допустимого для всего каскада. Этот запас учитывает искажения, вносимые выходным трансформатором и другими элементами схемы.

В случае применения ООС коэффициент передачи определяется уравнением

$$K_{\text{о.с}}=\frac{K_{\text{т}}}{1+\varepsilon K_{\text{т}}}. \qquad (2\text{-}21)$$

Здесь

$$K_{\text{т}}=U_{m\text{К}}/U_{m\text{БЭ}} \qquad (2\text{-}22)$$

— коэффициент усиления каскада при отсутствии обратной связи и без учета выходного трансформатора (рис. 2-3), а ε — коэффициент обратной связи.

Наиболее часто в низкочастотном тракте применяется обратная связь по напряжению, когда часть сигнала, создающегося в коллекторной цепи $U_{\text{К}}$, через цепь обратной связи подводится на вход каскада. Подводимое на вход каскада напряжение обратной связи $U_{\text{о.с}}$ должно быть в противофазе со входным сигналом усилителя, В этом случае

$$\varepsilon=U_{\text{о.с}}/U_{\text{К}}. \qquad (2\text{-}23)$$

Точный расчет цепей обратной связи для необходимого уменьшения нелинейных искажений сложен. Однако данные опыта позволяют воспользоваться следующим условием. За счет ООС коэффициент гармоник каскада уменьшается, а верхняя граничная частота резисторного каскада увеличивается примерно во столько раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления каскада. Предположим, что требуется уменьшить коэффициент гармоник в a раз. Тогда из уравнений (2-21) и (2-23) получим требуемый коэффициент обратной связи

$$\varepsilon = (a-1)/K_{т}. \qquad (2\text{-}24)$$

Поскольку ООС уменьшает усиление каскада в a раз, то при расчете структурной схемы низкочастотного тракта следует увеличивать входной сигнал, определенный при отсутствии обратной связи, в a раз. Сказанное справедливо, когда a не превышает 4—5.

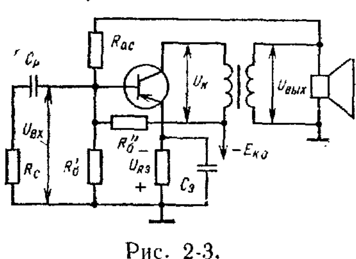


Рис. 2-3.

В низкочастотном тракте цепь обратной связи делают активной. Для этого высокопотенциальный (не соединенный с шасси приемника) конец вторичной обмотки выходного трансформатора соединяют через резистор обратной связи $R_{о.с}$ (рис. 2-3) с базой транзистора. Подбором конца вторичной обмотки, соединяемого с шасси, задают нужное фазовое соотношение напряжения обратной связи. Отношение $U_{вых}/U_K = n$ равно коэффициенту трансформации выходного трансформатора. Согласно рис. 2-3 и формуле (2-16) результирующая активная входная проводимость каскада будет:

$$G_{вх} \approx 1/h_{11э} + 1/R_б' + 1/R_б''. \qquad (2\text{-}25)$$

Поэтому для обеспечения необходимого в усилителе с трансформаторным выходом коэффициента обратной связи сопротивление обратной связи должно быть

$$R_{о.с} = \frac{n-\varepsilon}{\varepsilon G_{вх}}. \qquad (2\text{-}26)$$

Чтобы резистор $R_{о.с}$ не шунтировал резистор базовой цепи $R_б'$ и не влиял на режим работы транзистора, должно выполняться неравенство

$$R_{о.с} \geqslant 10/G_{вх}. \qquad (2\text{-}27)$$

С уменьшением n уменьшается и $R_{о.с}$, что приводит к большому отбору выходной мощности цепью обратной связи. При

$$n \leqslant \varepsilon \qquad (2\text{-}28)$$

для образования цепи обратной связи потребуется $R_{о.с} \leqslant 0$, т. е. короткое замыкание между высокопотенциальным концом вторичной обмотки выходного трансформатора и базой транзистора, что недопустимо. Физически неравенство (2-28) означает, что для получения требуемого коэффициента обратной связи напряжение сигнала на вторичной обмотке выходного трансформатора должно быть меньше напряжения обратной связи, определяемого формулой (2-23). Поэтому

в этих случаях цепь обратной связи с выхода вторичной обмотки замыкают на вход предвыходного каскада. Под коэффициентом усиления в этом случае понимают

$$K = \frac{U_{К\,вых}}{U_{вх.\,пред}} = K_{пред} K_{т.\,вых}, \tag{2-29}$$

где $K_{пред}$ — коэффициент усиления по напряжению предыдущего каскада, а $K_{т.\,вых}$ определяется формулой (2-22). При выполнении неравенства (2-28) и нежелательности охвата обратной связью предыдущего каскада резистор обратной связи через разделительный конденсатор $C_р$ можно подключить непосредственно к коллектору транзистора. При включении без конденсатора существенно изменится напряжение $U_{БЭ}$, а следовательно, и выбранная рабочая точка транзистора. В этом случае в уравнении (2-26) следует положить $n = 1$, а емкость конденсатора определить по неравенству

$$C_р \geqslant (100 - 500)/(R_{о.\,с} F_н). \tag{2-30}$$

Как правило, емкость этого конденсатора должна равняться десяткам микрофарад, что увеличивает размеры и стоимость каскада.

Расчет параметров элементов схемы каскада, обеспечивающих выбранный режим транзистора, описывается в § 3-2.

Пример 2-3. Выполнить предварительный расчет однотактного выходного каскада связного приемника по следующим исходным данным: номинальная выходная мощность 25 МВт, сопротивление нагрузки 600 Ом (стандартные условия работы головных телефонов); частота сигнала нижняя 300 Гц, верхняя 3400 Гц; допустимый коэффициент гармоник 12 %; коэффициенты амплитудно-частотных искажений $M_н = M_в = 4$ дБ; номинальное напряжение источника питания 6 В.

Наиболее подходящим для рассматриваемого каскада является транзистор типа МП41А по схеме с ОЭ. Из табл. П-1-1 выписываем его характеристики, необходимые для расчета: $E_{к\,max} = 30$ В; $I_{К\,max} = 0{,}05$ А; $f_{гр} = 1{,}4$ МГц; $h_{21\,б} = 0{,}98$; $r_Б = 100$ Ом. При заданном напряжении источника питания неравенство (2-14) $6 \leqslant (0{,}3 - 0{,}4)\,30 = 9 - 12$ выполняется. С учетом данных табл. 2-3 по формуле (2-10) находим $P_{max} = 0{,}5 \cdot 0{,}85 \cdot 6 \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}05 = 0{,}05$ Вт. Положим $\eta_{тр} = 0{,}65$. Неравенство (2-13) $0{,}025 \leqslant 0{,}65 \cdot 0{,}05 = 0{,}035$ выполняется и транзистор обеспечит необходимую выходную мощность каскада.

На рис. 2-1 приведены выходные характеристики транзистора типа МП41А. Здесь кривая *1* определяет максимальную рассеиваемую мощность коллектора. Проводим нагрузочную характеристику *2* и выбираем рабочую точку *А* при полном напряжении источника питания 6 В. Ей соответствует $R_к = 247$ Ом, $U_К = 6$ В, $I_{Б\,А} = 0{,}3$ мА и $I_{К\,А} = 21$ мА. При полном использовании коллекторного тока точкам *Б* и *В* на нагрузочной характеристике будут соответствовать: $U_{К\,Б} = 1$ В, $I_{Б\,Б} = 0{,}7$ мА, $U_{К\,В} = 10{,}6$ В, $I_{К\,Б} = 41$ мА, $I_{Б\,В} = 0$, $I_{К\,В} = 3$ мА. Подставляя в первую формулу (2-15) соответствующие значения коллекторного тока, находим $I_{m\,К} = 0{,}5\,(0{,}041 - 0{,}003) = 0{,}019$ А. По второму уравнению вычисляем $U_{m\,К} = 0{,}5\,(10{,}6 - 1) = 4{,}8$ В. С учетом (2-13) и (2-10) выходная мощность каскада будет $P_{вых} = 0{,}5 \cdot 0{,}65 \cdot 4{,}8 \cdot 0{,}019 = 0{,}028$ Вт, что лишь на 10 % больше требуемой. Следовательно, положение предельных точек *Б* и *В* на

выходных характеристиках будет с достаточной точностью соответствовать необходимому режиму работы транзистора и пересчета можно не производить.

Для вычисления коэффициента гармоник обозначим на нагрузочной характеристике точки *Г* и *Д*. Интерполируя по полю характеристик, находим соответствующие им токи базы $I_{Б\,Г} = 475$ мкА и $I_{Б\,Д} = 165$ мкА. По формулам (2-19) вычисляем гармоники базового тока и коэффициент гармоник: $I_{m\,Б1} = 0{,}33\,(700 + 475 - 165 - 0) = 337$ мкА; $I_{m\,Б2} = 0{,}25\,(700 + 0) - 0{,}5 \times 300 = 25$ мкА; $I_{m\,Б3} = 0{,}167\,(700 - 0) - 0{,}33\,(475 - 165) = 15$ мкА; $I_{m\,Б4} = 0{,}083\,(700 + 0) - 0{,}33\,(475 + 165) + 0{,}5 \cdot 300 = -3$ мкА; $k_г = \frac{\sqrt{25^2 + 15^2 + 3^2}}{337} = 0{,}087$. Коэффициент гармоник меньше допустимого и применение ООС не требуется.

На рис. 2-2, *а* приведена входная характеристика транзистора типа МП41А для напряжения на коллекторе — 5 В. Поскольку ток базы мало зависит от изменения напряжения в пределах 3—10 В, можно считать эту характеристику соответствующей рабочему напряжению на коллекторе — 6 В [3, 4, 5]. Наносим на характеристику (рис. 2-2, *а*) точки *Б* и *В*, пользуясь соответствующими им токами базы. При этом получим $U_{Б\,Б} = 0{,}29$ В и $U_{Б\,В} = 0{,}13$ В. По второй формуле (2-15) вычисляем амплитуду входного напряжения транзистора $U_{m\,вх} = U_{m\,БЭ} = 0{,}5\,(0{,}29 - 0{,}13) = 0{,}08$ В. Согласно (2-16) входное сопротивление транзистора будет $h_{11э} = 0{,}08/0{,}000337 = 230$ Ом. Положим численный коэффициент в формуле (2-17) равным 6 и вычислим сопротивление нагрузки предвыходного каскада $R_с = 6 \cdot 230 = 1380$ Ом. Согласно (2-18) амплитуда входного напряжения каскада будет $U_{m\,вх} = 0{,}08\,(1380 + 100 + 230)/230 = 0{,}61$ В.

По уравнению (2-20) вычисляем коэффициент амплитудно-частотных искажений транзистора $M_{в.т} = \sqrt{1 + \left[\frac{3400}{14 \cdot 10^5\,(1 - 0{,}985)}\right]^2} = 1{,}015$, что значительно меньше допустимого для каскада.

Поскольку на рис. 2-1 нагрузочная характеристика *2* не пересекается с параболой *1*, то дополнительных проверок по неравенству (2-12) не требуется. Следовательно, выбранный транзистор обеспечит все необходимые характеристики и предварительный расчет каскада можно считать законченным.

В двухтактном каскаде с целью повышения к. п. д. обычно применяется режим работы АВ. Рабочая точка транзистора при этом выбирается при коллекторном токе [1, 31]:

$$I_{К0} \approx (0{,}04 \div 0{,}07)\,I_{К\,max}, \qquad (2\text{-}31)$$

т. е. в районе точки *А* (рис. 2-4). Поскольку в каскаде работают два транзистора, то каждый из них должен обеспечивать половину требуемой выходной мощности каскада. Эта мощность вычисляется по формуле (2-10) с использованием соответствующих данному режиму коэффициентов из табл, 2-3, Рассеиваемая мощность коллекторов транзисторов

$$P_к = P_0 - P_{max}, \qquad (2\text{-}32)$$

где

$$P_0 = 2E_к\left[I_{КБ} + I_{КА}\,(\pi - 1)\right]/\pi \qquad (2\text{-}33)$$

— мощность, потребляемая коллекторной цепью транзисторов от источника питания.

После выбора транзисторов проверяется выполнение неравенства (2-12). Напряжение питания каскада выбирается по неравенству (2-14).

Для сравнительно мощных транзисторов в справочниках приводятся входные динамические характеристики (рис. 2-5). Перенося точки *А* и *Б* с семейства выходных характеристик на входную с соответствующим (или достаточно близким ± 3 В) напряжением коллектор—эмиттер, можно в первом приближении определить амплитуду

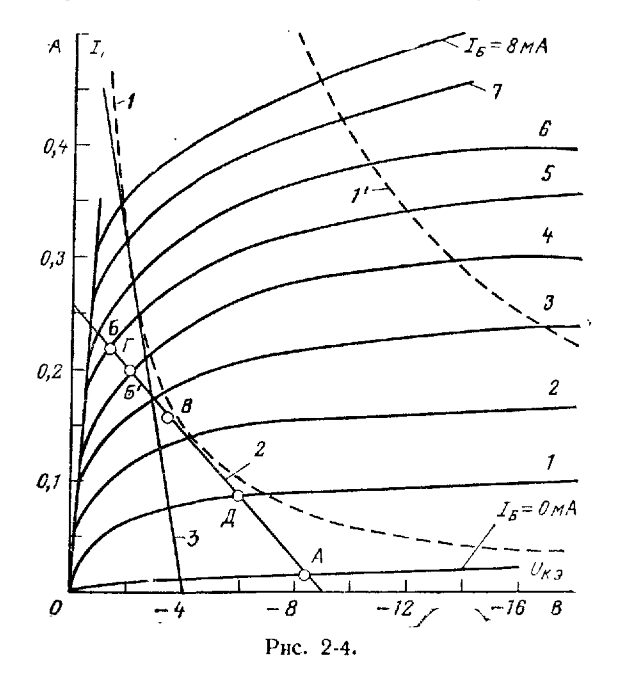


Рис. 2-4.

необходимого входного сигнала транзистора, а по выходным характеристикам — амплитуду базового тока по формулам:

$$U_{m\,вх.т} \approx U_{БЭ\,Б} - U_{БЭ\,А}; \quad I_{m\,вх} \approx I_{Б\,Б} - I_{БА}. \qquad (2\text{-}34)$$

Если вместо входных динамических характеристик имеются статические входные характеристики (рис. 2-6), для нахождения параметров входного сигнала транзисторов точки *А* и *Б* с семейства выходных характеристик по ранее описанной методике переносят на статическую входную характеристику, соответствующую выбранному напряжению питания. По положению этих точек из формул (2-34) определяют параметры входного сигнала транзисторов.

Входное сопротивление транзисторов каскада вычисляют по формуле (2-16) с использованием выражений (2-34). Сопротивление источника сигнала для каждого транзистора двухтактного каскада выби-

рается по формуле (2-17), а амплитуда входного сигнала каскада вычисляется по уравнению (2-18).

В первом приближении коэффициент гармоник двухтактного каскада определяется уравнением

$$k_г \approx \frac{2C-1}{2(1+C)}. \qquad (2\text{-}35)$$

Здесь $C = AB/AБ$, а $AБ$ и AB — соответственно длины отрезков нагрузочной характеристики между точками A—$Б$ и A—B. Положе-

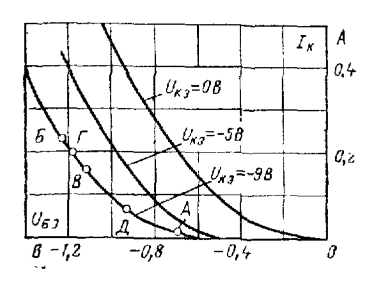


Рис. 2-5.

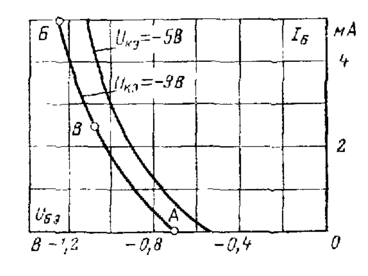


Рис. 2-6.

ние точки B определяется пересечением нагрузочной характеристики с выходной характеристикой, для которой ток базы равен половине тока базы, соответствующего выходной характеристике, проходящей через точку $Б$. Если коэффициент гармоник окажется больше допу-

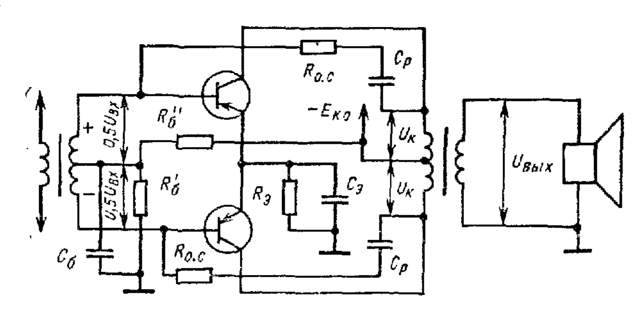


Рис. 2-7.

стимого, то для его снижения, так же как в однотактном каскаде, следует или применять ООС, или брать транзистор большей мощности. В первом случае для расчетов используются ранее описанные методики. Согласно рис. 2-7 для двухтактного каскада следует считать:

$$K_т = U_К/U_{БЭт} \qquad (2\text{-}36)$$

и

$$n = U_{вых}/2U_К. \qquad (2\text{-}37)$$

При создании обратной связи с выхода каскада на вход в двухтактном каскаде должны быть две идентичные цепи, подключаемые через разделительные конденсаторы между коллектором и базой каждого транзистора. Для расчетов используются формулы (2-24) — (2-28) и (2-30). Но если обратная связь охватывает и предвыходной каскад, то резистор $R_{о.с}$ обычно подключают ко вторичной обмотке выходного трансформатора и используют для расчета формулу (2-29).

Пример 2-4. Выполнить предварительный расчет выходного каскада переносного транзисторного приемника I класса по следующим исходным данным: номинальное (среднее) звуковое давление $4 \cdot 10^5$ Па; частота сигнала низшая 150 Гц, высшая — 12 кГц; допустимый для приемника коэффициент гармоник 8 %; допустимые коэффициенты амплитудно-частотных искажений приемника на нижней и верхней частотах модуляции сигнала 14 дБ; номинальное напряжение источника питания 12 В.

Для переносных приемников I класса максимальная мощность, потребляемая от автономного источника питания, определена ГОСТ 5651—76 равной 2 Вт. Поэтому для таких приемников можно применять громкоговорители с потребляемой мощностью сигнала не более 1 В·А, так как к. п. д. двухтактного выходного каскада не превышает 0,6—0,7. Сведений об одноваттных громкоговорителях, обеспечивающих в полосе частот 150—12 000 Гц среднее звуковое давление $4 \cdot 10^5$ Па, в литературе не приводится [11, 13]. Наиболее подходящим является громкоговоритель типа 1ГД-18. Его характеристики следующие: потребляемая мощность 1 В·А, полоса воспроизводимых частот 100—10 000 Гц, среднее звуковое давление $2,8 \cdot 10^5$ Па, сопротивление обмотки 6,5 Ом. Для воспроизведения в заданной полосе частот следует взять второй громкоговоритель, например, типа 1ГД-2 (ВЭФ), воспроизводящий полосу частот 2—15 кГц, создающий среднее звуковое давление $4 \cdot 10^5$ Па и имеющий сопротивление обмотки 6,3 Ом.

Поскольку требуемый к. п. д. каскада более 0,5, выходной каскад следует выполнять по двухтактной схеме в режиме класса АВ. Положим к. п. д. выходного трансформатора равным 0,75. Приняв в (2-13) знак равенства, вычислим необходимую мощность сигнала в коллекторной цепи каждого транзистора $P_{max} = 0,5 \cdot 1/0,75 = 0,67$ Вт. Будем считать напряжение $U_{КЭ} = 9$ В. Тогда с учетом данных табл. 2-3 максимальный коллекторный ток транзистора вычисляем по уравнению (2-10) $I_{К\,max} = 0,67/(0,5 \cdot 0,85 \cdot 0,85 \cdot 9) = 0,21$ А. Из транзисторов с *p-n-p* проводимостями наиболее подходящим является транзистор ГТ403Б, имеющий максимальный ток до 0,8 А при дополнительном теплоизлучателе (радиаторе) при $P_{к\,max} = 4$ Вт и 0,4 А без теплоизлучателя при $P_{к\,max} = 0,6$ Вт [32] * (работа при комнатной температуре с нагревом не выше 80°С).

Согласно равенству (2-8) для выходного каскада допустимо иметь $M_{в.\,вых} = \sqrt[4]{5,14} = 1,5$. По уравнению (2-20) вычисляем $M_{н.\,т} = \sqrt{1 + \left[\frac{12\,000}{10^6 (1 - 0,985)}\right]} = 1,2$, что меньше допустимого для каскада и приемлемо. Поэтому данный транзистор обеспечит допустимые амплитудно-частотные искажения и приемлем для последующего расчета. Выходные характеристики транзистора ГТ403Б для схемы с ОЭ при-

* При *n-p-n* проводимостях можно использовать транзистор ГТ404Г

ведены на рис. 2-4. Здесь кривая *1* соответствует $P_{\text{к max}} = 0{,}6$ Вт и *1'* — 4 Вт. Для линии *А—Б*, показанной на рис. 2-4, сопротивление нагрузки равно 34,6 Ом и отвечает условиям получения малых нелинейных искажений.

При $I_{К\,Б} = 0{,}22$ А и $I_{К\,А} = 0{,}015$ А, что соответствует выбору рабочей точки по уравнению (2-31), получим $U_{КЭ\,Б} = 1{,}4$ В и $U_{КЭ\,А} = 8{,}4$ В. Заменяя в формулах (2-34) базовые токи на соответствующие коллекторные, получаем амплитуды коллекторных тока и напряжения $I_{m\,К} = 0{,}22 - 0{,}015 = 0{,}205$ А и $U_{m\,К} = 8{,}4 - 1{,}4 = 7$ В. Согласно формуле (2-10) максимальная мощность сигнала в коллекторной цепи каждого транзистора при выбранном режиме будет $P_{max} = 0{,}5 \cdot 7 \times 0{,}205 = 0{,}71$ Вт, что лишь на 7 % больше требуемой. Принимаем этот режим за исходный для дальнейшего расчета. Находим по формуле (2-33) $P_0 = 2 \cdot 9[0{,}22 + 0{,}015(3{,}14 - 1)]/3{,}14 = 1{,}44$ Вт и по уравнению (2-32) $P'_{к} = 1{,}44 - 0{,}71 = 0{,}73$ Вт. Следовательно, для одного транзистора на коллекторе рассеивается вдвое меньшая мощность $(0{,}5 \cdot 0{,}73 = 0{,}37$ Вт) и неравенство (2-12) $0{,}37 < 0{,}6$ выполняется при отсутствии дополнительного теплоизлучателя.

На рис. 2-5 изображены входные динамические характеристики транзистора ГТ403Б для схемы с ОЭ. Переносим на характеристику с $E_{к} = -9$ В точки *А* и *Б* и определяем значения соответствующих им напряжений: $U_{БЭ\,Б} = 1{,}24$ В, $U_{БЭ\,А} = 0{,}7$ В. Согласно первой формуле (2-34) получаем амплитуду входного сигнала транзистора $U_{m\,БЭ} = 1{,}24 - 0{,}7 = 0{,}54$ В. Из характеристик на рис. 2-4 находим $I_{Б\,Б} = 5$ мА и $I_{Б\,А} = 0$. По второй формуле (2-34) $I_{m\,БЭ} = 5 - 0 = 5$ мА. Входное сопротивление каждого транзистора вычисляем из (2-16) $h_{11э} = 0{,}54/0{,}005 = 108$ Ом. Полагая численный коэффициент равным 6, по формуле (2-17) находим сопротивление источника сигнала для каждого транзистора каскада $R_{с} = 6 \cdot 108 = 648$ Ом. По формуле (2-18) вычисляем амплитуду входного напряжения каскада $U_{m\,вх} = 0{,}54\,(648 + 100 + 108)/108 = 4{,}3$ В. Из равенства (2-22) вычисляем коэффициент усиления напряжения транзисторами выходного каскада $K_{т} = 7/0{,}54 = 13$.

Точка *В* на нагрузочной прямой соответствует току базы $I_{Б\,В} = 2{,}5$ мА. Для выбранной нагрузочной линии отношение отрезков $АВ/АБ = C = 0{,}65$. По (2-35) вычисляем коэффициент гармоник $k_{г} = (2 \cdot 0{,}65 - 1)/[2\,(1 + 0{,}65)] = 0{,}092$. Аналогичные расчеты для нагрузочного сопротивления 21 Ом дают $k_{г} = 0{,}11$, а при $R_{н} > 35$ Ом максимальная мощность сигнала в коллекторной цепи получается меньше требуемой. Эти данные подтверждают правильность выбранного наклона нагрузочной характеристики.

Согласно первому равенству (1-2) для выходного каскада коэффициент гармоник может быть не более $k_{г.\,вых} = 0{,}7 \cdot 0{,}08 = 0{,}056$. Следовательно, для его обеспечения необходимо применить ООС, уменьшающую усиление каскада в $a = k_{г}/k_{г.\,вых} = 0{,}092/0{,}056 = 1{,}65$ раза. Во столько же для компенсации действия обратной связи необходимо увеличить входной сигнал каскада, охваченного ООС. Поэтому входное напряжение каскада при наличии обратной связи должно быть $U_{m\,вх.\,о.\,с} = aU_{m\,вх} = 1{,}65 \cdot 4{,}3 = 7{,}1$ В.

По формуле (2-24) вычисляем требующийся коэффициент обратной связи $\varepsilon = (1{,}65 - 1)/13 = 0{,}05$. Таким образом, все необходимые характеристики выходного каскада найдены.

2-3. Расчет структурной схемы низкочастотного тракта

Целью расчета структурной схемы НЧ тракта является выбор типа транзисторов; схемы их включения и режима работы в каждом каскаде; минимально возможного числа каскадов, что повышает надежность работы, уменьшает размеры, стоимость и мощность питания приемника. Исходными данными для расчета служат: сопротивление источника R_c и входное напряжение $U_{вх.ок}$ оконечного каскада; нижняя и верхняя частоты усиливаемого сигнала; коэффициенты амплитудно-частотных искажений низкочастотного тракта; напряжение источника питания; минимальная амплитуда входного сигнала $U_{вх\,min}$. Частоты $F_н$ и $F_в$ и напряжение питания задаются характеристиками приемника; R_c и $U_{вх.ок}$ определяются при предварительном расчете выходного каскада; коэффициенты амплитудно-частотных искажений и $U_{вх\,min}$ находятся в процессе расчета.

Минимальная амплитуда входного сигнала определяется из следующих соображений. Если радиовещательный приемник предназначается для использования с проигрывателем грампластинок, то согласно ГОСТ 5651—76 выходное напряжение звукоснимателя принято равным 0,25 В. Из-за малого входного сопротивления первого транзисторного каскада низкочастотного тракта приемника на вход каскада обычно поступает лишь 0,05—0,01 часть выходного напряжения звукоснимателя. При работе с проигрывателем следует считать входное напряжение первого каскада низкочастотного тракта равным 12,5—25 мВ.

Минимальное входное напряжение детекторов в транзисторных приемниках обычно составляет 0,5—1 В, а их коэффициенты передачи составляют 0,03—0,05. Следовательно, минимальное выходное напряжение детекторов АМС при $m = 0{,}3$ составляет 5—15 мВ. Таким образом, минимальную амплитуду сигнала на входе первого транзистора низкочастотного тракта следует считать не более $U_{вх\,min} = 5$ мВ, а при максимально возможном коэффициенте модуляции 0,9, соответствующем номинальной выходной мощности, его можно принять равным $(5 \cdot 0{,}9)/0{,}3 = 15$ мВ.

Коэффициент усиления каскадов низкочастотного тракта без выходного каскада согласно сказанному должен быть

$$K'_{нч} = U_{m\,вх.ок}/U_{m\,вх\,min}. \qquad (2\text{-}38)$$

В рассматриваемых каскадах транзисторы обычно включаются по схеме с ОЭ при резистивной нагрузке. Коэффициент усиления по напряжению таких каскадов в первом приближении определяется формулой

$$K_{ок} \approx \frac{Y_{21}}{1{,}2 G_{вх.сл} a b}, \qquad (2\text{-}39)$$

где Y_{21} — проводимость прямой передачи транзистора; $G_{вх.сл}$ — активная входная проводимость следующего каскада, определяемая уравнением (2-25); a — коэффициент увеличения входного сигнала для компенсации действия отрицательной обратной связи, он обычно не превышает 2—3; b — коэффициент, учитывающий передачу сигнала из коллекторной цепи предыдущего к участку база—эмиттер последующего каскада, согласно формуле (2-18) он обычно не превышает 6—8.

Если использовать в рассматриваемых каскадах одинаковые транзисторы, то согласно (2-38) и (2-39) число каскадов должно быть

$$n'_{нч} = \lg K'_{нч} / \lg K_{0к}. \qquad (2\text{-}40)$$

Оно берется равным ближайшему большему целому числу. Расчет следует проводить для нескольких (если есть выбор) типов транзисторов при различных режимах работы, выбирая тот, при котором можно получить наименьшее число каскадов и хорошие экономические показатели.

Входная мощность выходного каскада вычисляется по уравнению

$$P_{вх.\,ок} \approx 0{,}5 I^2_{m\,вх} (h_{11э} + r_б). \qquad (2\text{-}41)$$

При однотактном выходном каскаде входные токи и напряжения определяются формулами (2-15), а при двухтактном — (2-34). В предвыходном каскаде следует применять транзистор, обеспечивающий необходимую мощность для работы выходного каскада. Максимальный коллекторный ток транзистора предвыходного каскада должен на 20—25 % превышать амплитуду входного тока выходного каскада, определяемую (2-15) или (2-34), так как часть коллекторного тока транзистора протекает по его нагрузочному резистору, т. е. по внутреннему сопротивлению источника сигнала (2-17) для выходного каскада.

Пример 2-5. Рассчитать структурную схему низкочастотного тракта переносного транзисторного приемника I класса. Параметры выходного каскада будем считать соответствующими примеру 2-4, а $U_{m\,вх\,min} = 5$ мВ при $m = 0{,}3$.

Входной ток выходного каскада равен 5 мА, поэтому для предоконечного каскада следует брать транзистор с $I_{К\,max} > 8 \div 10$ мА, например МП41А, имеющий $I_{К\,max} = 50$ мА (см. табл. П-1-1); $E_{к\,max} = 20$ В; $f_{гр} = 1{,}4$ МГц, $P_{к\,max} = 0{,}15$ Вт, $r_б = 150$ Ом, $Y_{21} = 0{,}5$ См, $h_{21б} = 0{,}97$.

Требуемое усиление в каскадах определяем по формуле (2-38), подставляя в нее максимальные напряжения, соответствующие $m = 0{,}9$, $K'_{нч} = 7{,}1/0{,}015 = 472$.

Предвыходной каскад строим с трансформаторным выходом, чтобы с его вторичной обмотки получить необходимые входные напряжения для обоих плеч двухтактного выходного каскада. Выберем напряжение питания коллектора 5 В, что удовлетворяет неравенству (2-14) $5 < (0{,}3 - 0{,}4)\,20 = 6 - 8$. Рабочую точку A_1 транзистора выбираем в режиме класса А ($I_К = 7$ мА и $I_Б = 0{,}1$ мА, рис. 2-1). Максимальная входная мощность выходного каскада на оба плеча согласно формуле (2-41) будет $P_{вх.\,ок} = 0{,}5 \cdot 0{,}005^2\,(100 + 108) = 0{,}0026$ Вт. Полагая к. п. д. трансформатора равным 0,65, получаем требуемую максимальную мощность сигнала в коллекторной цепи $P_{к\,max} = 0{,}0026/0{,}65 = 0{,}004$ Вт.

Строим на рис. 2-1 нагрузочную прямую 3 и определяем положение точек $Б_1$ и $В_1$, при которых обеспечивается необходимая максимальная мощность сигнала. Этим точкам соответствуют $I_{К\,Б1} = 12{,}5$ мА, $I_{Б\,Б1} = 0{,}19$ мА, $U_{КЭ\,Б1} = 2{,}7$ В, $I_{К\,В1} = 3{,}5$ мА, $I_{Б\,В1} = 0{,}02$ мА и $U_{КЭ\,В1} = 6{,}5$ В. Подставляя в (2-15) вместо базовых токов и напряжений коллекторные, соответственно получаем $I_{mК} = 0{,}5\,(12{,}5 - 3{,}5) = 4{,}5$ мА и $U_{mК} = 0{,}5\,(6{,}5 - 2{,}7) = 1{,}9$ В. Из равенства (2-10) вычисляем

мощность сигнала в коллекторной цепи $P_{\text{к}\,max} = 0{,}5 \cdot 1{,}9 \cdot 0{,}0045 = 0{,}0042$ Вт, что отличается от требуемой лишь на 5 % и допустимо в технических расчетах.

По уравнению (2-15) находим $I_{m\,\text{Б}} = 0{,}5\,(190 - 20) = 85$ мкА. Переносим точки $Б_1$ и $В_1$ на входную характеристику (рис. 2-2, *а*). Для них получаем $U_{\text{БЭ}\,Б1} = 0{,}215$ В и $U_{\text{БЭ}\,В1} = 0{,}145$ В. По формуле (2-15) находим амплитуду входного сигнала транзистора предвыходного каскада $U_{m\,\text{БЭ}\,\text{пред}} = 0{,}5\,(0{,}215 - 0{,}145) = 0{,}035$ В. Входное сопротивление предвыходного каскада вычисляем по (2-16) $h_{11э} = 0{,}035/0{,}00085 = 410$ Ом (входная проводимость 0,0024 См). Сопротивление нагрузочного резистора предыдущего каскада вычисляем из (2-17), взяв численный коэффициент равным 6: $R_c = 6 \cdot 410 = 2460$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 2,4 кОм. Амплитуду входного сигнала предвыходного каскада находим по уравнению (2-18) $U_{m\,\text{вх}\,\text{пред}} = 0{,}035\,(2400 + 150 + 410)/410 = 0{,}25$ В.

В низкочастотном тракте следует по возможности использовать однотипные транзисторы. Согласно (2-39) усиление резисторного каскада на транзисторе МП41А при $a = 2{,}5$ и $b = 7$ будет $K_{0\text{к}} = 0{,}5/(1{,}2 \cdot 0{,}0024 \cdot 2{,}5 \cdot 7) = 10$. Положим, что до предвыходного каскада имеется еще один каскад. Тогда его коэффициент усиления должен быть $K = 0{,}25/0{,}015 = 17$. Следовательно, в низкочастотном тракте приемника кроме предвыходного и выходного каскадов должно быть еще два резисторных каскада на транзисторах МП41А. При четырех каскадах низкочастотного тракта допустимый коэффициент амплитудно-частотных искажений каждого каскада вычисляем из уравнения (2-9) $M_{\text{в.к}} = \sqrt[16]{5} = 1{,}11$. По равенству (2-20) находим $M_{\text{н.т}} = \sqrt{1 + \left[\dfrac{12\,000}{14 \cdot 10^5\,(1 - 0{,}97)}\right]^2} = 1{,}04$, что позволяет применять выбранный транзистор.

Если выбрать рабочую точку транзисторов этих каскадов при $E_\text{к} = 5$ В и $I_\text{К} = 2{,}5$ мА, то согласно рис. 2-2, *а* этим условиям соответствует точка A_2 ($U_{\text{БЭ}} = 0{,}174$ В). Проведенная к этой точке касательная *1* имеет наклон, соответствующий входному сопротивлению транзистора $h_{11} = \Delta U_{\text{БЭ}}/\Delta I_{\text{БЭ}} = (0{,}3 - 0{,}125)/[(0{,}25 - 0)\,0{,}001] = 700$ Ом. Для него согласно равенству (2-17) получим: $R_c = 6 \cdot 700 = 4200$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 3,9 кОм.

Таким образом, все элементы структурной схемы низкочастотного тракта определены. Он должен состоять из трех однотактных каскадов на транзисторах МП41А (третий из них с трансформаторным выходом) и двухтактного выходного каскада на транзисторах ГТ403Б.

2-4. Расчет полосы пропускания приемника

Полоса пропускания супергетеродинного приемника определяется шириной спектра принимаемого сигнала $F_{\text{сп}}$ и нестабильностью частоты несущей сигнала $f_\text{с}$, а также частоты гетеродина $f_\text{г}$

$$П = F_{\text{сп}} + 2\sqrt{b_\text{с}^2 f_\text{с}^2 + b_\text{г}^2 f_\text{г}^2}, \tag{2-42}$$

где $b_\text{с}$ и $b_\text{г}$ — коэффициенты относительной нестабильности частоты сигнала и гетеродина соответственно. Значения (долговременные) для различных схем и режимов работы гетеродинов приведены в табл. 2-4.

Таблица 2-4

Гетеродин		Коэффициент $b_г$	
		Декаметровые и более длинные волны	
		транзисторный	ламповый
Однокаскадный	без кварцевой стабилизации	10^{-3}—10^{-4}	10^{-3}—10^{-4}
	с кварцевой стабилизацией	10^{-5}—10^{-6}	10^{-5}—10^{-6}
Многокаскадный с умножением частоты и кварцевой стабилизацией		10^{-6}—$3\cdot10^{-7}$	10^{-6}—$4\cdot10^{-7}$

Продолжение табл. 2-4

Гетеродин		Коэффициент $b_г$	
		Метровые и более короткие волны	
		транзисторный	ламповый
Однокаскадный	без кварцевой стабилизации	10^{-2}—10^{-3}	$2\cdot10^{-3}$—10^{-4}
	с кварцевой стабилизацией	10^{-4}—10^{-5}	$3\cdot10^{-5}$—$3\cdot10^{-6}$
Многокаскадный с умножением частоты и кварцевой стабилизацией		10^{-5}—$4\cdot10^{-7}$	10^{-6}—$5\cdot10^{-7}$

Ширина спектра основных сигналов, применяющихся в радиовещании и радиолюбительской связи, вычисляется по формулам табл. 2-5 [τ_{min} и τ_{max}— минимальная и максимальная длительность телеграфной посылки (знака); $F_{тон}$ — частота тональной модуляции телеграфного сигнала; ψ_{max} — максимальное значение индекса частотной модуляции].

При решении вопроса о выборе структурной схемы приемника удобно пользоваться коэффициентом расширения полосы пропускания приемника для учета нестабильности частоты сигнала и гетеродина

$$k_р = \frac{П}{F_{сп}} = 1 + \frac{2}{F_{сп}} \sqrt{b_с^2 f_с^2 + b_г^2 f_г^2}. \qquad (2\text{-}52)$$

Если он меньше 1,1 — 1,3, то за счет повышения стабильности частот сигнала и гетеродина нельзя достигнуть существенного сужения полосы пропускания, а значит, и ослабления действия помех и повышения чувствительности приемника. При значениях $k_р > 1{,}3 \div 1{,}5$ путем повышения стабильности частот сигнала и гетеродина можно обеспечить сужение полосы пропускания и соответственно повысить чувствитель-

Таблица 2-5

Вид модуляции	Характер сигнала		Ширина спектра	№ формулы
Амплитудная двухполосная	Телеграфный	без тональной модуляции	$(3 \div 5)/\tau_{min}$	(2-43)
		с тональной модуляцией	$(3 \div 5)/\tau_{min} + F_{тон}$	(2-44)
	Телефонный		$2F_в$	(2-45)
Амплитудная однополосная	Телеграфный		$(1,5 \div 2,5)(1/\tau_{min} - 1/\tau_{max})$	(2-46)
	Телефонный		$F_в - F_н$	(2-47)
Частотная	Телеграфный	с разрывом фазы	$\frac{2}{\tau_{min}}(1 + \psi_{max} + \sqrt{\psi_{max}})$	(2-48)
		без разрыва фазы	$\frac{2}{\tau_{min}}(3 + \psi_{max})$	(2-49)
	Телефонный	$\psi_{max} \leq 1$	$2F_в$	(2-50)
		$\psi_{max} > 1$	$2F_в(1 + \psi_{max} + \sqrt{\psi_{max}})$	(2-51)

ность и селективность приемника. Когда при наилучшей достижимой стабильности частот сигнала и гетеродина коэффициент расширения полосы пропускания оказывается больше 1,5—2, то может оказаться целесообразным применение системы автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧГ). При прочих равных условиях $k_р$ увеличивается с ростом частоты сигнала. Поэтому для сигналов с узким спектром (радиовещательных и связных при амплитудной модуляции) в конце декаметрового и более коротковолновых диапазонах волн целесообразно применение системы АПЧГ; на более длинноволновых диапазонах применение АПЧГ не эффективно.

Для приемника прямого усиления в формулах (2-42) и (2-52) следует полагать $b_г = 0$. Если оператор имеет возможность непрерывно подстраивать приемник на принимаемый сигнал, полосу пропускания приемника можно брать равной ширине спектра сигнала. Так иногда поступают в приемниках для профессиональной и любительской связи.

Для приема радиовещательных программ с частотной модуляцией полоса пропускания в диапазоне метровых волн (65,8 — 73 МГц) ГОСТ 5651—76 определена в интервале 120—180 кГц в зависимости от класса приемника. Для остальных диапазонов значение полосы пропускания не стандартизировано и определяется расчетом.

Пример 2-6. Выбрать полосу пропускания радиовещательного переносного транзисторного приемника I класса. Относительную нестабильность частоты сигнала будем считать равной 10^{-6}.

Радиовещательный приемник I класса должен иметь рабочие частоты, соответствующие всем поддиапазонам табл. 1-1. В первых 11 поддиапазонах радиовещательные станции имеют амплитудную модуляцию с верхней частотой модуляции 4,5 кГц, а в 12-м поддиапазоне — частотную с максимальной девиацией частоты 75 кГц, верхней частотой модуляции 15 кГц (максимальный индекс модуляции $\psi_{max} = 75/15 = 5$).

В приемниках I класса преобразователь частоты выполняется с отдельным одноконтурным гетеродином, в схеме которого предусматриваются специальные меры для стабилизации питающего напряжения и коллекторного тока. В этом случае согласно табл. 2-4 можно принять $b_г = 2 \cdot 10^{-4}$. Для первых 11 поддиапазонов промежуточная частота приемников определена ГОСТ 5651—76 равной 465 кГц, а для 12-го поддиапазона — 6,5, 8,4 или 10,7 МГц при верхней настройке гетеродина. Поэтому $f_г = f_с + f_{пр}$.

Для поддиапазона 1 на максимальной частоте согласно формулам (2-45) и (2-42) получим

$$П_1 = 2 \cdot 4500 + 2\sqrt{10^{-12} \cdot 15^2 \cdot 10^8 + 4 \cdot 10^{-8} \cdot 615^2 \cdot 10^6} = 9250 \text{ Гц}.$$

Результаты аналогичных расчетов приведены в табл. 2-6. Согласно уравнению (2-51) ширина спектра частотно-модулированного сигнала в 12-м поддиапазоне $F_{сп} = 2 \cdot 15\,000\,(1 + 5 + \sqrt{5}) = 247\,000$ Гц.

Из табл. 2-4 для рассматриваемого поддиапазона принимаем $b_г = 3 \cdot 10^{-4}$. Берем значение промежуточной частоты 8,4 МГц. Необходимая полоса пропускания определяется (2-42) $П_{12} =$
$= 247\,000 + 2\sqrt{10^{-12} \cdot 73^2 \cdot 10^{12} + 9 \cdot 10^{-8} \cdot 814^2 \cdot 10^{10}} = 286\,000$ Гц.

Для поддиапазона I коэффициент расширения полосы пропускания вычисляем по равенству (2-52) $k_р = 9250/9000 = 1,03$. Результаты подобных расчетов для других поддиапазонов приведены в табл. 2-6.

Согласно ГОСТ 5651—76 приемники I класса в поддиапазонах 1 и 2 должны иметь ослабление соседних каналов не менее 40 дБ при расстройке ±9 кГц (для других поддиапазонов эта характеристика не оговорена).

Обеспечить это требование можно только с помощью соответствующих фильтров в тракте промежуточной частоты.

Для достижения необходимого усиления в тракте промежуточной частоты обычно применяют не менее двух-трех каскадов. Если иметь в этих каскадах селективные системы из двух связанных контуров, то для расстройки ±9 кГц две такие пары контуров при критической связи могут обеспечить ослабление 15—20 дБ, а три пары — 18—25 дБ.

Таблица 2-6

№ поддиапазона	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Полоса пропускания, кГц	9,25	9,8	10,9	11,7	12,1	13,1	14,1	15,4	16,4	17,9	19,6	286
Коэффициент расширения полосы	1,03	1,09	1,2	1,3	1,35	1,45	1,56	1,71	1,82	1,99	2,18	1,16

В табл. 2-7 приведены характеристики фильтров сосредоточенной селекции (ФСС), которые предназначены для использования в приемниках с промежуточной частотой 465 кГц. Самые широкополосные из них (ПФ1П-5-3; ПФ1П-0; 22; ЭМФП-5-465-13) позволяют получить полосу пропускания 12—14 кГц, что достаточно лишь для первых семи поддиапазонов. При расстройке ±9 кГц ФСС имеют ослабление лишь 26 дБ. Для увеличения требуемого ослабления можно включить в тракт промежуточной частоты два фильтра. Полоса пропускания двух таких фильтров составляет 85—90 % полосы одного фильтра. Наиболее целесообразно использовать пьезокерамические фильтры типа ПФ1П-0,22, при этом полоса пропускания составит 11,5—12 кГц. Это значение и примем для приемника в поддиапазонах 1—11. Возможную расстройку приемника относительно частоты сигнала в поддиапазонах 6—11 можно будет компенсировать соответствующей подстройкой приемника радиослушателем.

Для поддиапазона 12 примем наибольшее рекомендуемое ГОСТ значение полосы пропускания (180 кГц), но это, естественно, вызовет некоторое увеличение искажений сигнала.

Пример 2-7. Выбрать полосу пропускания приемника для любительской радиосвязи с параметрами, соответствующими связному приемнику 1 класса, который должен работать в поддиапазонах 1—11 согласно табл. 1-3. Частоты модуляции сигнала при телефонной передаче: низшая 300 Гц, высшая 3400 Гц.

При выполнении любительских радиосвязей длительность сеанса связи сравнительно кратковременна. Поэтому можно считать, что оператор при необходимости имеет возможность вести подстройку приемника по принимаемому сигналу. Следовательно, полосу пропускания приемника можно брать равной ширине спектра принимаемого сигнала. Радиолюбители ведут связь при трех следующих видах сигнала: телеграфным с работой ключом при амплитудной модуляции без тональной модуляции (обозначение режима работы по международному коду CW); телефонным двухполосным с амплитудной модуляцией; телефонным однополосным с амплитудной модуляцией (SSW).

Параметры		Пьезомеханические фильтры		Пьезокерамиче	
		ПФІП-4-3	ПФІП-5-3	ПФІП-М	ПФІП-2
Число звеньев		3	3	4	4
Средняя частота, кГц		465±2			
Полоса пропускания (при ослаблении на границе), кГц		7—10 (2)	9—14 (2)	7—9,5 (2)	8,5—12,5 (2)
Ослабление при расстройке ±10 кГц средней частоты, дБ		34	26	46	40
Коэффициент прямоугольности кривой селективности при ослаблении	10	2—2,6	1,3—2,1	1,7—2,4	1,3—2
	100	2,3—3,1	—	2—2,7	1,6—2,3
	1000	—	—	>4	
Коэффициент ослабления на средней частоте		0,25	0,25	0,25	
Номинальная проводимость	входная	0,5			
	выходная	1,0			
Емкости настройки, пФ	на входе	—			
	на выходе				

При телеграфном режиме минимальная длительность передачи точек обычно составляет 75 мс. Согласно формуле (2-43) ширина спектра такого сигнала будет $F_{сп} = (3 \div 5)/0{,}075 = 40 \div 67$ Гц. В случае телефонного двухполосного сигнала по выражению (2-45) вычисляем $F_{сп} = 2 \cdot 3400 = 6800$ Гц, а для однополосного сигнала по уравнению (2-47) $F_{сп} = 3400 - 300 = 3100$ Гц.

Селективность по соседнему каналу в рассматриваемом классе приемников при расстройке ± 10 кГц обычно берется не ниже 50—60 дБ. Поэтому в тракте промежуточной частоты любительские связные приемники обязательно имеют ФСС (иногда и более одного). Согласно табл. 2-7 для приема двухполосного телефонного сигнала можно воспользоваться

Таблица 2-7

ские фильтры				Электромеханические фильтры		
ФПIП-0,22	ФПIП-0,23	ФПIП-0,26	ФПIП-0,27	ЭМФП-465-6	ЭМФП-5-465-9	ЭМФП-5-465-13
4	4	4	4	5	5	5
465±2				465±2		
10,5—14,5 (2)	8—11,5 (2)	7—10,5 (2)	8—11,5 (2)	5,6—6,4 (1,41)	8,4—9,6 (1,41)	12,2—13,8 (1,41)
26 (±9)	40 (±9)	26 (±9)	35 (±9)	56	42	26
1,5—1,6	1,3—2	1,9—2,4	1,5—2,1	2,8—3,1	1,7—2	1,3—1,5
1,9—2,3	1,6—2,3	1,8	1,8—2,5	3—3,4	2—2,3	—
>3,8	>4	>4	>3,9	3,3—3,7	>4	—
				0,37	0,45	0,4
0,835				1,0		
0,417				0,1		
—				300		
				1500	2200	3300

одним из типовых фильтров, например ЭМФП-5-465-6 или ПФIП-М. Первый обладает наиболее приемлемыми характеристиками, но он значительно (в десятки раз) дороже второго. Поэтому целесообразно включать последовательно два фильтра ПФIП-М, что обеспечит нужные характеристики приемника. Подбором фильтров можно получить необходимую для данного режима полосу пропускания приемника — 6800 Гц.

Для приема однополосного телефонного сигнала типовых фильтров нет. В этом случае необходимую полосу пропускания можно получить следующим способом. Выбирают два ФСС, чтобы верхняя граничная частота полосы пропускания $f_{в.ф1}$ первого фильтра была на 3—3,3 кГц выше нижней граничной частоты полосы пропускания $f_{н.ф2}$ второго

фильтра, и включают эти фильтры в первый и второй каскады тракта промежуточной частоты. Получается пара расстроенных каскадов [5]. Кривая селективности первого каскада соответствует штриховой кривой *1* на рис. 2-8, а второго — кривой *2*. Результирующая кривая селективности двух каскадов определяется произведением ординат кривых *1* и *2* для одинаковых частот. Она будет соответствовать сплошной кривой *3*. Промежуточную частоту приемника в данном случае следует брать, естественно, равной средней частоте кривой *3*. При использовании пьезокерамических или электромеханических фильтров ослабление двух таких каскадов при расстройке ±9 кГц будет на 15—20 дБ больше, чем у одного фильтра, что вполне достаточно. Справедливость сказанного подтверждается практикой [«Радио», 1972, № 9, с. 20].

Может показаться, что при более значительной расстройке двух фильтров получится селективная система с еще более узкой полосой пропускания, необходимой для приема телеграфных сигналов, — около 100 Гц. Однако при столь узкой полосе пропускания потребовался бы очень сложный верньерный механизм для настройки приемника. Кроме того, даже относительно небольшая нестабильность частоты сигнала или гетеродина выводила бы спектр полезного сигнала из пределов полосы пропускания тракта промежуточной частоты [5, 19]. А при этом происходило бы полное прекращение приема сигнала и нельзя было бы «угадать», в какую сторону следует вращать ручку настройки приемника для возобновления приема. Это значительно затрудняло бы работу оператора. Поэтому для приема телеграфных сигналов полосу пропускания приемника делают не менее 0,5—1 кГц [4, 13, 38]. Такую полосу пропускания можно получить при указанной расстройке двух фильтров, особенно если с помощью шлифовки резонаторов одного фильтра повысить их собственные частоты до нужного предела [6]. Такую же полосу пропускания можно получить с четырех-пятиконтурным фильтром. Его применение целесообразно, если затухание контуров удовлетворяет неравенству [3—5]

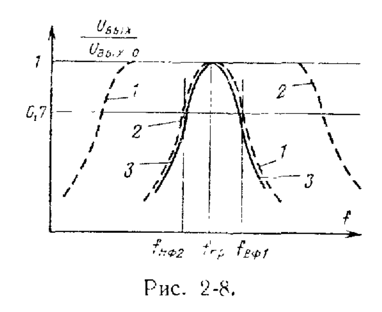


Рис. 2-8.

$$\delta_э \leq П/(2{,}83 f_{пр}). \qquad (2\text{-}53)$$

При затухании контуров 0,01 полосу пропускания 1 кГц обеспечит промежуточная частота менее $f_{пр} = 1000/(2{,}83 \cdot 0{,}01) = 35\,000$ Гц. Размеры контурных катушек для такой резонансной частоты оказались бы очень большими, а применение фильтра сильно увеличило бы размеры и стоимость приемника. Однако в профессиональных связных приемниках подобные фильтры находят применение.

2-5. Выбор типа транзисторов, селективных систем и схем каскадов тракта радиосигнала

Чувствительность радиоприемников различного назначения определяется соответствующими ГОСТ или нормалями. Рассмотрим решение поставленной задачи на примере радиовещательного переносного приемника 1 класса, для которого ГОСТ 6551—76 определяет значения

чувствительности, приведенные в табл. 2-8. При выборе транзистора следует учитывать, что в схеме с ОЭ достаточно большой коэффициент устойчивого усиления получается, если максимальная рабочая частота приемника менее 0,15 $f_{гр}$ [5].

Таблица 2-8

Поддиапазон		Чувствительность			Отношение сигнал/шум, дБ		Необходимое ослабление на частоте, дБ	
		мкВ		мВ/м				
		со входа внешней антенны		с внутренней магнитной антенны				
№	Наименование	переносные приемники	стационарные приемники		допустимое	взятое в расчете	зеркальной	промежуточной
1	ДВ	150	150	1	20	26	40	30
2	СВ	100	100	0,7	20	26	34	30
3—11	КВ	150	100	—	20	26	16	30
12	УКВ	10	5	—	26	26	26	50

1. **Для поддиапазона 12 (УКВ)** согласно табл. П-1-1 может быть использован транзистор ГТ313Б. Транзистор ГТ313А обладает бо́льшими междуэлектродными проводимостями, и его применение менее целесообразно [37]. Транзистор П411 также имеет худшие параметры при существенно меньшей предельной частоте.

Относительная полоса частот поддиапазона 12 $2(f_{max}-f_{min})/(f_{max}+f_{min}) = 2(73-68{,}5)/(73+68{,}5) = 0{,}064$ сравнительно мала, и можно считать параметры транзистора постоянными во всем поддиапазоне, соответствующими средней частоте $f_{ср} = 0{,}5(f_{max}+f_{min}) = 0{,}5(73+68{,}5) = 70{,}75$ МГц. Их значения по табл. П-1-1 при $E_к = -5$ В и $I_К = 1$ мА следующие: $h_{21б} = 0{,}993$; $f_{гр} = 600$ МГц; $r_б = 50$ Ом; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $I_{К0} = 3$ мкА; $g_{11} = 6$ мСм; $g_{22} = 550$ мкСм; $|Y_{21}| = 55$ мСм; $C_{11} = 24$ пФ.

Для рассматриваемого поддиапазона выходное активное сопротивление антенны определено ГОСТ 5651—76 равным $r_А = 300$ Ом. Следовательно, $g_А = 3{,}33$ мСм и выходная проводимость антенны меньше входной проводимости транзистора в схеме с ОЭ. Поэтому для получения максимального коэффициента передачи входной цепи в режиме согласования следует брать полное включение антенны и неполное включение входа транзистора к контуру входной цепи (рис. 2-9) [5]

$$p_1 = 1 \quad и \quad p_2 \sqrt{\frac{g+G_1}{G_2}} = \sqrt{\frac{g+g_А}{g_{11}}}. \qquad (2\text{-}54)$$

Собственная резонансная активная проводимость параллельного колебательного контура определяется уравнением

$$g = \delta\omega_0 C_э = \delta/(\omega_0 L). \qquad (2\text{-}55)$$

Положим эквивалентную емкость входного контура $C_э = 20$ пФ, а его собственное затухание $\delta = 0{,}02$. При этом $g = 0{,}02 \cdot 6{,}28 \times$

$\times$ 7075·10^4·2·10^{-11} = 178·10^{-6} См; она в 19 раз меньше выходной проводимости антенны и в 34 раза меньше входной проводимости транзистора, что пренебрежимо мало. В этом случае расчет входной цепи обычно ведут на режим согласования, при котором коэффициент шума входной цепи и первого каскада по схеме с ОЭ записывается равенством

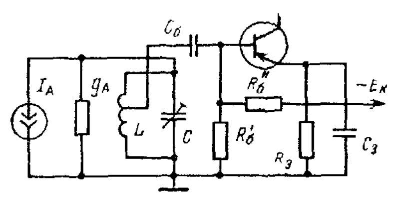


Рис. 2-9.

$$Ш_с \approx 1 + (r_б + 4R_ш) g_{11} + \frac{G_ш (1 + r_б g_{11})^2 + r_б b_{11}^2}{g_{11}}. \qquad (2\text{-}56)$$

Здесь

$$R_ш = 20 I_К / |Y_{21}| \quad \text{и}$$
$$G_ш = 20 I_К (1/h_{21} - 1) \qquad (2\text{-}57)$$

— шумовые параметры транзистора [5, 37]. Для выбранного режима $G_ш = 20 \cdot 10^{-3} (1/0{,}993 - 1) = 14 \cdot 10^{-5}$ См и $R_ш = 20 \cdot 10^{-3}/55 \cdot 10^{-3} = 0{,}365$ Ом. По уравнению (2-56) получаем $Ш_с = 1 + (50 + 4 \cdot 0{,}365) \times 6 \cdot 10^{-3} + [14 \cdot 10^{-5} (1 + 50 \cdot 6 \cdot 10^{-3})^2 + 50 \cdot 6{,}28^2 \cdot 7075^2 \cdot 10^8 \cdot 24^2 \times 10^{-24}]/6 \cdot 10^{-3} = 1{,}4$. Положим, что последующие каскады приемника (кроме первого) увеличивают коэффициент шума в 1,5 раза, при этом для всего приемника можно считать $Ш = 1{,}5 Ш_с = 1{,}5 \cdot 1{,}4 = 2{,}1$.

Требуемое отношение сигнал/шум (по напряжению) на входе приемника определяется формулой

$$\gamma_{U\,вх} = \gamma_{U\,вых} / \psi_м, \qquad (2\text{-}58)$$

где $\gamma_{U вых}$ — необходимое отношение сигнал/шум на выходе детектора; $\psi_м$ — максимальный индекс модуляции сигнала. Для рассматриваемого поддиапазона из табл. 2-8 берем для расчета $\gamma_{U вых} = 20$ и из примера 2-6 $\psi_м = 5$. Следовательно, на основании (2-58) отношение сигнал/шум на входе приемника должно быть $\gamma_{U вх} = 20/5 = 4$, что соответствует отношению по мощности $\gamma_{вх} = \gamma_{U вх}^2 = 16$.

Коэффициент шума приемника, обеспечивающий заданную чувствительность приемника $E_{А0}$ при комнатной температуре (290 К), определяется неравенством [5]

$$Ш_{доп} \leqslant K_{Рф} \left(\frac{E_{А0}^2}{1{,}6 \cdot 10^{-20} r_А П_{действ} \gamma_{вх}} - 1 + t_А \right). \qquad (2\text{-}59)$$

Действующая полоса пропускания приемника $П_{действ}$ при числе каскадов высокочастотного тракта более двух-трех связана с его полосой при ослаблении 1,41 выражением [3, 5]

$$П_{действ} \approx 1{,}1 П. \qquad (2\text{-}60)$$

В поддиапазоне 12 она будет $П_{действ} = 1{,}1 \cdot 180\,000 = 2 \cdot 10^5$ Гц.

В переносных приемниках антенны находятся близко от входного контура и можно считать коэффициент передачи фидера по мощности $K_{Рф} = 1$. Будем полагать, что внешних шумовых помех антенна не воспринимает, т. е. ее относительная шумовая температура $t_А = 1$. Это хорошо согласуется с экспериментальными данными [4]. Подставляя принятые исходные данные в (2-59), получаем $Ш_{доп} \leqslant$

$\leqslant 1 \left(\frac{10^{10}}{1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 300 \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 16} - 1 + 1 \right) = 6,5$. Следовательно, выбранный транзистор обеспечит необходимую чувствительность приемника в поддиапазоне 12 с запасом. Если $Ш_{доп} < Ш_с$, требуемая чувствительность приемника при выполнении входной цепи на режим согласования не обеспечивается. В этом случае можно построить входную цепь, рассчитывая на минимально возможный коэффициент шума $Ш_{мин}$ [3, 5]. Так, например, поступают при антеннах с малой действующей высотой (см. § 5-5). Если и при этом не обеспечивается выполнение неравенства $Ш_{доп} \geqslant Ш_{мин}$, следует взять транзистор с меньшими шумами, т. е. более высокочастотный.

В режиме согласования максимальный коэффициент передачи входной цепи при $g_А < g_{11}$ определяется формулой

$$K_{в\ ц\ max} = 0,5 \sqrt{\frac{g_А + g}{g_{11}}}. \qquad (2\text{-}61)$$

В нашем случае $K_{0\,в.\,ц\,max} = 0,5 \sqrt{\frac{(3330 + 178)\,10^{-6}}{6 \cdot 10^{-3}}} = 0,38$. Эквивалентное затухание входного контура при этом запишется выражением

$$\delta_э = 2\delta\,(1 + g_А/g). \qquad (2\text{-}62)$$

Следовательно, $\delta_э = 2 \cdot 0,02\,(1 + 333 \cdot 10^{-5}/178 \cdot 10^{-6}) = 0,785$. При таком эквивалентном затухании селективные свойства колебательного контура будут очень низкими. Согласно табл. 1-2 несущая частота сигнала звукового сопровождения второго телевизионного канала $f_{з2} = 59,25 + 6,5 = 65,75$ МГц, а расстройка его относительно средней частоты поддиапазона $\Delta f = 70,75 - 65,75 = 5$ МГц. Аналогично расстройка несущей сигнала изображения третьего телевизионного канала $\Delta f_{из} = 77,25 - 70,75 = 6,5$ МГц.

Ослабление сигнала колебательным контуром определяется уравнением

$$d = \sqrt{1 + \xi^2}, \qquad (2\text{-}63)$$

в котором

$$\xi = \frac{1}{\delta_э} \left| \frac{f_0 - \Delta f}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 - \Delta f} \right| \qquad (2\text{-}64)$$

— обобщенная расстройка, а $\Delta f = f_0 - f_c$ — абсолютная расстройка частоты сигнала относительно резонансной частоты контура. При $\Delta f < 0,25 f_0$ с погрешностью менее 10 % вместо формулы (2-64) можно пользоваться приближенным равенством

$$\xi \approx 2\Delta f/(\delta_э f_0). \qquad (2\text{-}65)$$

Пользуясь формулой (2-65) для сигнала второго телевизионного канала, получаем $\xi_т = 2,5 \cdot 10^6/[0,785 \cdot 7075 \cdot 10^4] = 0,181$. Ослабление этого сигнала входной цепью по уравнению (2-63) будет составлять $d_т = \sqrt{1 + 0,181^2} = 1,02$. Аналогично для зеркального канала по формуле (2-65) получим $\xi_з = 2 \cdot 2 \cdot 84 \cdot 10^5/(0,785 \cdot 7075 \cdot 10^4) = 0,6$ и из равенства (2-63) находим $d_з = \sqrt{1 + 0,6^2} = 1,17$. Для оценки ослабления сигналов с промежуточной частотой расчет обобщенной расстройки следует вести по формуле (2-64), так как относительная расстройка

$(70{,}75 - 8{,}4)/70{,}75 = 0{,}88 > 0{,}25$. Она будет $\xi_{пр} = \frac{1}{0{,}785}\left|\frac{8{,}4}{70{,}75} - \frac{70{,}75}{8{,}4}\right| = 10{,}6$ и согласно уравнению (2-63) $d_{пр} = \sqrt{1+10{,}6^2} = 10{,}6$. Таким образом, входная цепь с такими параметрами не будет ослаблять сигналы соседних телевизионных каналов, что неизбежно приведет к значительному мешающему действию и созданию большого уровня перекрестных искажений в каскаде усилителя радиосигнала и комбинационных искажений в преобразователе частоты.

Устойчивый коэффициент усиления каскада с ОЭ определяется формулой

$$K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2\,(1-k_у)\,|Y_{21}|}{\omega C_{12}}}\,. \qquad (2\text{-}66)$$

Здесь $k_у = 0{,}8 \div 0{,}9$ — коэффициент устойчивости. Чем больше $k_у$, тем устойчивее работа, но меньше усиление каскада. При $k_у = 0{,}9$ получим:

$$K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2\,(1-0{,}9)\,55\cdot 10^{-3}}{6{,}28\cdot 7075\cdot 10^{4}\cdot 10^{-12}}} = 5.$$

В преобразователе частоты обычно используется такой же транзистор, как в усилителе радиосигнала. Входные параметры транзистора преобразователя частоты определяются приближенными равенствами:

$$g_{11п4} \approx 0{,}75 g_{11} \text{ и } C_{11п4} \approx 0{,}8 C_{11}. \qquad (2\text{-}67)$$

Таким образом, $g_{11п4} = 0{,}75\cdot 6\cdot 10^{-3} = 4{,}5\cdot 10^{-3}$ См.

Для режима согласования коэффициент усиления каскада усилителя радиосигнала определяется равенством [5]

$$K_{0\,с\,max} = \frac{0{,}5\,|Y_{21}|}{\sqrt{(p_1^2 G_1 + g)\,G_2}}\,, \qquad (2\text{-}68)$$

где G_1 — активная составляющая проводимости коллекторной цепи транзистора рассматриваемого каскада; G_2 — активная составляющая входной проводимости следующего каскада. Подставляя численные значения в формулу, получаем:

$$K_{0\,с\,max} = \frac{0{,}5\cdot 55\cdot 10^{-3}}{\sqrt{(550+178)\cdot 10^{-6}\cdot 45\cdot 10^{-4}}} = 15.$$

Это больше $K_{0\,уст}$, и расчет необходимо вести на получение устойчивого коэффициента усиления. Для этого в коллекторную цепь транзистора необходимо включить контур с коэффициентом включения

$$p_1 = K_{0\,уст}/K_{0\,с\,max}. \qquad (2\text{-}69)$$

В рассматриваемом случае получим $p_1 = 5/15 = 0{,}33$. При этом эквивалентное затухание контура будет [5]:

$$\delta_э = 2\delta\,(1 + p_1^2 G_1/g) \approx 2\delta\,(1 + p_1^2 g_{22}/g), \qquad (2\text{-}70)$$

т. е. $\delta_э = 2\cdot 0{,}02\,(1 + 0{,}33^2\cdot 55\cdot 10^{-5}/(178\cdot 10^{-6}) = 0{,}0545$. Для него из выражения (2-65) $\xi_т = 2\cdot 5\cdot 10^6/(0{,}0545\cdot 7075\cdot 10^4) = 2{,}6$ и $\xi_з = 2\times$ $\times\ 16{,}8\cdot 10^6/(0{,}0545\cdot 7075\cdot 10^4) = 8{,}7$. На промежуточной частоте по уравнению (2-64) находим $\xi_{пр} = \frac{1}{0{,}0545}\left|\frac{8{,}4}{70{,}75} - \frac{70{,}75}{8{,}4}\right| = 152$. На осно-

вании формулы (2-63) получим $d_т = \sqrt{1 + 2{,}6^2} = 2{,}8$; $d_з = 8{,}75$ и $d_{пр} = 152$.

Общее усиление и ослабление помех в тракте радиосигнала определяется формулами:

$$K_{0р.с} = K_{0в.ц} K_{0у.р.с} \text{ и } d_{р.с} = d_{в.ц} = d_{у.р.с}. \qquad (2\text{-}71)$$

При полученных значениях $K_{0р.с} = 0{,}38 \cdot 5 = 1{,}9$, $d_т = 1{,}02 \cdot 2{,}8 = 2{,}86$, $d_з = 10{,}2$ и $d_{пр} = 1600$.

Сравнение полученных данных с требованиями к селективности приемника, приведенными в табл. 2-8, показывает, что селективность по зеркальному каналу в рассмотренном варианте 1 тракта радиосигнала не удовлетворяется.

Аналогичный расчет каскада усилителя радиосигнала по схеме с ОБ дает результаты, соответствующие варианту 2, приведенному в табл. 2-9. Его селективность и усиление ниже, чем в варианте 1.

Улучшения селективных свойств входной цепи можно достигнуть, если допустить некоторое увеличение коэффициента шума каскада и снижение коэффициента передачи входной цепи. В этом случае можно уменьшить коэффициент включения меньшей внешней для контура входной цепи проводимости. А это соответственно снизит эквивалентное затухание контура и улучшит его селективность. Улучшение селективности будет тем эффективнее, чем больше отношение внешней для контура проводимости к его собственной проводимости [5]. В нашем случае меньшей внешней для контура проводимостью является выходная проводимость антенны. Отношение $g_A/g = 0{,}00333/0{,}000178 = 18{,}7$. Допустим ухудшение коэффициента шума на 20 %, т. е. примем $Ш = 1{,}2\,Ш_с = 1{,}2 \cdot 1{,}4 = 1{,}7$. Тогда по штриховой кривой на рис. 2-10 находим допустимое уменьшение коэффициента включения $p_1 = 0{,}5$.

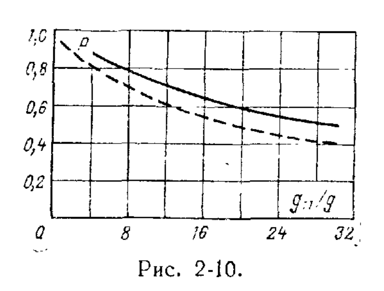


Рис. 2-10.

Эквивалентное затухание контура входной цепи в этом случае уменьшается примерно в p_1^2 раз. Оно будет $\delta_э = 0{,}5^2 \cdot 0{,}785 = 0{,}19$. При схеме каскада с ОЭ характеристики тракта радиосигнала соответствуют варианту 3 (табл. 2-9). Коэффициент передачи входной цепи уменьшается примерно на 20 % и будет составлять $K'_{0в.ц} = 0{,}8 \cdot 0{,}38 = 0{,}3$. Как следует из табл. 2-9, вариант 3 тракта радиосигнала обеспечивает необходимую чувствительность и все требования по селективности. Следовательно, его можно принять к реализации.

Если допустить аналогичное увеличение коэффициента шума и снижение коэффициента передачи входной цепи, то в случае построения усилителя радиосигнала по схеме с ОБ получим характеристики радиотракта, приведенные в табл. 2-9 для варианта 4. Они также удовлетворяют всем требованиям, но усиление сигнала получается в 2,5 раза меньше, чем в варианте 3.

Увеличить селективность и коэффициент передачи входной цепи можно построением усилителя радиосигнала по каскодной схеме, в которой первый транзистор включается по схеме с ОК, обеспечивающей наименьшую входную проводимость,

Таблица 2-9

Вари-ант	Схема каскада УРС	Входная цепь					Усилитель радиосигнала					Радиотракт				$Ш$	$U_{вх.пч}$ мкВ
		$K_{0в.п}$	$\delta_э$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$	$K_{0у.р.с}$	$\delta_э$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$	$K_{0р.с}$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$		
1	ОЭ (ГТ313Б)	0,38	0,785	1,02	1,2	10,6	5	0,055	2,8	8,7	152	1,9	2,9	10	1600	1,4	19
2	ОБ (ГТ313Б)	0,12	0,79	1,02	1,2	10,5	6,2	0,061	2,3	7,8	136	0,7	2,4	9,2	1430	1,4	7,4
3	ОЭ (ГТ313Б)	0,3	0,196	1,23	2,6	42	5	0,055	2,8	8,7	152	1,5	3,4	23	6380	1,7	15
4	ОБ (ГТ313Б)	0,1	0,198	1,23	2,6	42	6,2	0,061	2,3	7,8	136	0,6	2,9	20	5700	1,7	6,2
5	ОК + ОЭ (ГТ313Б)	0,9	0,23	1,18	2,3	36	4,3	0,055	2,8	8,7	152	3,9	3,3	20	5470	1,4	40

Продолжение

Вариант	Схема каскада УРС	Входная цепь					Усилитель радиосигнала					Радиотракт				$Ш$	$U_{вх.пч}$ мкВ
		$K_{0_{в.ц}}$	$\delta_э$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$	$K_{0_{у.р.с}}$	$\delta_э$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$	$K_{0_{р.с}}$	$d_т$	$d_з$	$d_{пр}$		
6	ОК + ОБ (ГТ313Б)	0,5	0,74	1,02	1,2	11,3	3	0,061	2,5	7,9	137	1,5	2,6	9,4	1550	1,4	15,1
7	ОИ (КП350Б)	2,1	0,042	3,5	11	196	3	0,051	3	9,4	173	6,2	11	103	34000	2,3	62
8	ОС (КП302А)	2,1	0,043	3,5	11	195	0,4	0,76	1	1,2	11	0,8	3,5	13	2120	5	8,4
9	ОС(КП302А) + ОЭ (ГТ313Б)	2,1	0,043	3,4	11	188	1,6	0,055	2,8	8,7	152	3,4	9,6	98	28600	5	34
10	ОС(КП302А) + ОБ (ГТ313Б)	2	0,044	3,4	11	188	0.3	0,061	2,5	7,9	137	0,6	8,5	85	25800	5	6,1

Пример 2-8. Определить параметры тракта радиосигнала для поддиапазона 12, если в качестве усилителя радиосигнала используется каскодный усилитель с транзисторами ГТ313Б.

Схема, соответствующая условиям примера 2-8, изображена на рис. 2-11. Выходное сопротивление транзистора и нагрузочное сопротивление каскада с ОК определяются формулами:

$$R_{вых} \approx 1/Y_{21}; \quad R_{эк} \approx (10-20)/Y_{21} = 1/G_{эк}. \tag{2-72}$$

В нашем случае $R_{эк} = 15/0,055 = 270$ Ом и $G_{эк} = 3,68$ мСм. Коэффициент усиления каскада с ОК

$$K_{о\,К} = \frac{Y_{21(1)} + g_{11(1)}}{Y_{21(1)} + g_{11(1)} + G_{эк(1)} + g_{вх(2)}}, \tag{2-73}$$

а его входные активная проводимость и емкость определяются формулами:

$$g_{11к} = g_{11(1)}(1 - K_{ОК}) \text{ и } C_{вх.к} = C_{11(1)}(1 - K_{ОК}). \tag{2-74}$$

В этих формулах индексом 1 обозначены параметры первого, а индексом 2 второго транзистора каскадной схемы. Подставляя цифровые

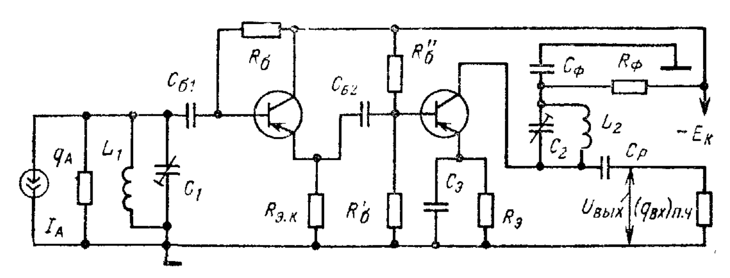


Рис. 2-11.

данные в выражение (2-73), получаем $K_{ОК} = 0,055 + 0,006/(0,055 + 0,006 + 0,00368 + 0,006) = 0,86$. Пользуясь первой формулой (2-74), находим $g_{11к} = 0,006\,(1 - 0,86) = 0,00084$ См, что в 7 раз меньше входной проводимости транзистора и в 4 раза меньше выходной проводимости антенны.

При $g_A > g_{11к}$ коэффициент передачи входной цепи в режиме согласования определяется уравнением

$$K_{0в.ц\,max} = 0,5\sqrt{\frac{g_A}{g + g_{11к}}}. \tag{2-75}$$

Подставляя цифровые данные, получаем $K_{0в.ц.max} = 0,5\sqrt{\frac{0,00333}{0,000178 + 0,00084}} = 0,9$. Эквивалентное затухание контура входной цепи в этом случае вычисляется по равенству

$$\delta_{э.с} = 2\delta\,(1 + g_{11к}/g). \tag{2-76}$$

Оно равно $\delta_{э.с} = 2 \cdot 0,02\,(1 + 0,00084/0,000178) = 0,23$. По уравнению (2-65) получим $\xi_т = 2 \cdot 5/(0,23 \cdot 70,75) = 0,62$ и $\xi_з = 2,1$, а по

уравнению (2-64) $\xi_{пр}=\frac{1}{0,23}\left|\frac{8,4}{70,75}-\frac{70,75}{8,4}\right|=36$. Этим относительным расстройкам из выражения (2-63) соответствуют $d_т=\sqrt{1+0,62^2}=$ $=1,18$; $d_з=2,32$ и $d_{пр}=36$. По формуле (2-70) вычисляем эквивалентное затухание выходного контура усилителя $\delta_э=2\cdot 0,02\,(1+0,33^2\times$ $\times\, 0,00055/0,000178)=0,0545$ и согласно ранее сделанным вычислениям этот контур обеспечит ослабление $d_т=2,8$; $d_з=8,75$ и $d_{пр}=152$.

Общий коэффициент усиления радиотракта в данном варианте в соответствии с формулой (2-71) получится $K_{0\,р.с}=0,9\cdot 0,86\cdot 5=3,9$, что в 2 раза больше, чем в усилителе радиосигнала по схеме с ОЭ. Характеристики селективности рассчитанного радиотракта соответствуют варианту 5 табл. 2-9. Они полностью удовлетворяют требованиям к приемнику.

Если в каскодном усилителе второй транзистор включить по схеме с ОБ, то из-за очень большой входной проводимости транзистора в этой схеме, равной $|Y_{21}|+Y_{11}$, коэффициент усиления первого транзистора в соответствии с формулой (2-73) будет малым, а на основании уравнения (2-74) входная проводимость каскада будет большой. В связи с этим характеристики входной цепи будут существенно ниже (см. вариант 6,

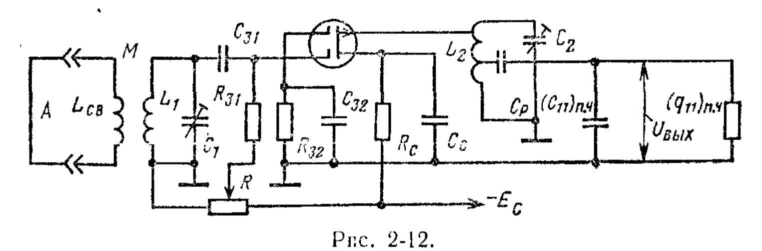


Рис. 2-12.

табл. 2-9). Из этого следует, что селективность по зеркальному каналу для данного варианта радиотракта не удовлетворительна.

Очень малой входной проводимостью обладают полевые транзисторы. Применим в каскаде усилителя радиосигнала транзистор типа КП350Б по схеме с общим истоком (ОИ) (рис. 2-12).

Пример 2-9. Рассчитать параметры радиотракта поддиапазона 12 на транзисторе КП350Б по схеме с ОИ.

Из табл. П-1-1 находим параметры транзистора для средней частоты поддиапазона: $|Y_{21}|=6$ мСм; $g_{11}=10$ мкСм; $g_{22}=50$ мкСм; $C_{11}=3$ пФ; $C_{22}=3$ пФ; $C_{12}=0,05$ пФ.

В режиме согласования при $g_A>g_{11}$ коэффициент шума каскада с полевым транзистором определяется формулой [23]

$$Ш_с=1+(g+g_з)/(g+g_{11})+4R_ш\,(g+g_{11}). \qquad (2\text{-}77)$$

Здесь

$$R_ш=g_{21}/|Y_{21}|^2 \qquad (2\text{-}78)$$

— шумовое сопротивление полевого транзистора и

$$g_з=0,12\,(\omega C_{11})^2/g_{21} \qquad (2\text{-}79)$$

— проводимость цепи затвора.

Для полевых транзисторов можно считать $g_{21}\approx(0,9-0,95)\,|Y_{21}|$. В нашем случае $g_{21}=0,95\cdot 0,006=0,0057$ См. По формуле (2-78) на-

ходим $R_ш = 0,0057/0,000036 = 160$ Ом и по уравнению (2-79) вычисляем $g_з = [0,12\ (6,28 \cdot 7075 \cdot 10^4 \cdot 3 \cdot 10^{-12})^2]/0,0057 = 0,000037$ См. Используя выражение (2-77), получаем $Ш_с = 1 + (178 + 37)\ 10^{-6}/[(178 + 10)\ 10^{-6}] + 4 \cdot 160\ (178 + 10)\ 10^{-6} = 2,3$, что обеспечит требуемую чувствительность приемника.

Вычисляем по формуле (2-75) для режима согласования коэффициент передачи $K_{0в.ц\,max} = 0,5\sqrt{\dfrac{0,00333}{(178+10)\cdot 10^{-6}}} = 2,1$ и по уравнению (2-76) эквивалентное затухание контура входной цепи $\delta_э = 2 \cdot 0,02\ [1 + 10^{-6}/(178 \cdot 10^{-6})] = 0,0423$. Находим обобщенные расстройки по формуле (2-65) для ближнего телевизионного канала $\xi_т = 2 \cdot 5/(0,0423 \cdot 70,75) = 3,37$ и $\xi_з = 11,2$, а по уравнению (2-64) $\xi_{пр} = \dfrac{1}{0,0423}\left|\dfrac{8,4}{70,75} - \dfrac{70,75}{8,4}\right| = 196$. Им согласно уравнению (2-63) соответствуют $d_т = 3,5$; $d_з = 11,3$ и $d_{пр} = 196$, что значительно выше предыдущих вариантов.

Вычисляем по выражению (2-66) устойчивый коэффициент усиления каскада $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2\,(1-0,9)\,0,006}{6,28 \cdot 7075 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-14}}} = 7,3$. На основании формулы (2-68) с учетом сказанного ранее коэффициент усиления каскада в режиме согласования $K_{0\,max} = \dfrac{0,5 \cdot 0,006}{\sqrt{(178+50)\ 10^{-6} \cdot 45 \cdot 10^{-4}}} = 2,95$. Значит, расчет следует вести на режим согласования. При нем эквивалентное затухание выходного контура каскада вычислим по формуле (2-76) $\delta_э = 2 \cdot 0,02\ (1 + 0,00005/0,000178) = 0,051$. Ему соответствуют ослабления $d_г = 3$, $d_з = 9,4$ и $d_{пр} = 173$.

Общее усиление радиотракта вычисляем по уравнению (2-71) $K_{0\,р.с} = 2,1 \cdot 2,95 = 6,2$. В табл. 2-9 вариант 7 характеризует рассмотренную схему радиотракта. Она является наилучшей по всем параметрам. Но транзистор КП350Б самый дорогой из всех, рассмотренных ранее. Более дешевым является полевой транзистор КП302А. Однако из-за большой емкости обратной передачи $C_{12} = 2,4$ пФ в схеме с ОИ его устойчивый коэффициент усиления на частоте 70,75 МГц меньше единицы. Если построить на этом транзисторе усилитель радиосигнала по схеме с общим стоком (ОС), то коэффициент усиления каскада по напряжению будет всего 0,4. Но общие характеристики радиотракта, представленные в табл. 2-9 вариантом 8, удовлетворяют требованиям к приемнику, хотя коэффициент шума схемы оказывается на пределе, а усиление по напряжению меньше единицы.

Если применить транзистор КП302А по схеме с ОС первым в каскодном усилителе, то при использовании вторым транзистора ГТ313Б по схеме с ОЭ (см. вариант 9 табл. 2-9) можно получить характеристики радиотракта, лишь в малой степени уступающие усилителю с транзистором КП350Б. Вариант 10 табл. 2-9 соответствует каскодному усилителю с транзисторами КП302А по схеме с ОС и ГТ313Б по схеме с ОБ.

Обозначим э. д. с. полезного сигнала в приемной антенне через E_{A0}. Тогда напряжение полезного сигнала на входе преобразователя частоты определится равенством

$$U_{вх.пr} = E_{A0} K_{0р.с}. \qquad (2\text{-}80)$$

Подставляя в эту формулу значение чувствительности из табл. 2-8, получаем при использовании в усилителе радиосигнала транзистора ГТ313Б по схеме с ОЭ $U_{вх.пч} = 10^{-5} \cdot 1,9 = 1,9 \cdot 10^{-5}$ В. Результаты

аналогичных расчетов для других вариантов тракта радиосигнала приведены в табл. 2-9.

Для переносного приемника I класса наиболее дешевым и требующим меньшей мощности питания будет усилитель радиосигнала на транзисторе ГТ313Б по схеме с ОЭ с использованием по варианту 3 (см. табл. 2-9, рис. 2-9).

2. **Для первых 11 поддиапазонов (ДВ, СВ и КВ)** радиовещательных приемников всех классов промежуточная частота определена ГОСТ 5651—76 равной 465 кГц. Поэтому для всех этих поддиапазонов радиотракт строится по одинаковой схеме с использованием одних и тех же транзисторов. На основании этого выбор схемы и транзисторов радиотракта выполняют для самого высокочастотного, т. е. 11-го поддиапазона 25,6—26,1 МГц. На остальных поддиапазонах характеристики радиотракта по чувствительности и селективности, естественно, будут лучше. Относительная ширина поддиапазона 11 2 (26,1 — 25,6)/(26,1 + + 25,6) = 0,02 весьма мала. Поэтому изменениями параметров транзистора в пределах поддиапазона можно пренебречь и считать их постоянными и соответствующими средней частоте поддиапазона $f_{ср}$ = = 0,5 (26,1 + 25,6) = 25,85 МГц.

В переносных радиовещательных приемниках для декаметровых волн (КВ), т. е. для поддиапазонов 3—11, применяются вертикальные штыревые телескопические антенны длиной 1 м. Характеристики такой антенны приведены в табл. 2-10 в зависимости от рабочей частоты.

Таблица 2-1

Частота, МГц	4	6,1	7,2	9,7	11,8	15,3	17,8	21,6	25,9
Активное сопротивление, Ом	0,04	0,08	0,11	0,2	0,31	0,51	0,74	1	1,5
Емкость, пФ	6,8	6,1	6	6	6	6,1	6,1	6,2	6,3

При использовании внешней проволочной антенны ее усредненные параметры принято считать постоянными [4]:

$$h_А \approx 2 \text{ м}; \; r_А = 50 \text{ Ом}; \; C_А = 75 \text{ пФ}; \; L_А = 2 \text{ мкГн}. \qquad (2\text{-}81)$$

При приеме амплитудно-модулированного сигнала и воздействии шумовой или другой широкополосной помехи связь между отношениями сигнал/шум на выходе и входе детектора определяется уравнением [4]

$$\gamma_{U\text{вых}} \approx \frac{\gamma_{U\text{вых}}}{m\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\Pi_{F\text{действ}}}{\Pi_{\text{действ}}}}. \qquad (2\text{-}82)$$

Здесь m — средний коэффициент модуляции сигнала, который принимают равным 0,3;

$$\Pi_{F\text{действ}} \approx 1{,}1\Pi_F \qquad (2\text{-}83)$$

— действующая полоса пропускания, а Π_F — полоса пропускания низкочастотного тракта приемника.

Пример 2-10. Определить допустимый коэффициент шума для поддиапазона 11 переносного приемника I класса. Ширину полосы пропус-

кания высокочастотного тракта будем считать соответствующей примеру 2-6 и равной 12 кГц.

Граничные частоты низкочастотного тракта приемника определяем ГОСТ 5651—76: $F_н = 100$ Гц и $F_в = 12{,}5$ кГц, следовательно, $П_F = 12\,500 - 100 = 12\,400$ Гц. Действующую полосу пропускания низкочастотного тракта вычисляем по формуле (2-83) $П_{F\,действ} = 1{,}1 \cdot 12\,400 = 13\,640$ Гц. Из (2-60) находим действующую полосу пропускания высокочастотного тракта приемника $П_{действ} = 1{,}1 \cdot 12\,000 = 13\,200$ Гц. Из табл. 2-8 $\gamma_{U_{вых}} = 20$. Из (2-82) $U_{\gamma\,вх} = \dfrac{20}{0{,}3 \cdot 1{,}41}\sqrt{\dfrac{2 \cdot 13640}{13200}} = 67$ и $\gamma_{вх} = 67^2$. Будем считать с учетом сказанного ранее наибольшее возможное сопротивление антенны равным 50 Ом, чтобы определить самые жесткие требования к обеспечению чувствительности приемника. Полагая $K_{\hat{Р}ф} = 1$ и $t_А = 1$ и подставляя полученные значения в формулу (2-59), вычисляем допустимое значение коэффициента шума для поддиапазонов 3—11 приемника: $Ш_{доп} \leqslant 1\left(\dfrac{15^2 \cdot 10^{10}}{16^{21} \cdot 50 \cdot 13\,200 \cdot 67^2} - 1 + 1\right) = 530$. С любым типом транзистора, обеспечивающим усиление сигнала в рассматриваемых поддиапазонах, можно получить значительно меньший коэффициент шума. Расчеты, аналогичные проделанным в начале параграфа, дают коэффициент шума не более 20—30 (см. пример 2-11). Поэтому транзисторы и схемы радиотракта выберем так, чтобы гарантировать необходимую селективность приемника.

При заданной промежуточной частоте максимально допустимое эквивалентное затухание контуров радиотракта, если в нем применяется n_c одиночных колебательных контуров, при верхней настройке гетеродина определяется неравенством

$$\delta_{э.\,с} \leqslant \frac{4 f_{пр}}{f_{c\max}\sqrt{\sqrt[n_c]{d_з^2 - 1}}}. \tag{2-84}$$

Когда в радиотракте имеется только входная цепь ($n_c = 1$), из неравенства (2-84) получаем $\delta_{э.\,с} \leqslant \dfrac{4 \cdot 465\,000}{261 \cdot 10^5 \sqrt{5^2 - 1}} = 0{,}0145$. При собственном затухании контура 0,01 в транзисторном приемнике такое эквивалентное затухание можно получить лишь при слабой связи контура со входом транзистора. А это неизбежно снизит коэффициент передачи сигнала в радиотракте. Поэтому целесообразно в радиотракте применить два контура: один во входной цепи, а второй в усилителе радиосигнала. В этом случае из неравенства (2-84) вычисляем $\delta_{э.\,с} \leqslant \dfrac{4 \cdot 465\,000}{261 \cdot 10^5 \sqrt{\sqrt{5^2 - 1}}} = 0.036$, что реализуемо при большом усилении.

При двух колебательных контурах в тракте радиосигнала для настройки приемника потребуется блок конденсаторов переменной емкости и трех секций (третья секция для настройки гетеродинного контура). Но поскольку относительная ширина полосы частот поддиапазонов 3—11 сравнительно мала и коэффициенты диапазона для них согласно табл. 1-1 равны всего 1,02—1,04, то один контур радиотракта можно сделать неперестраиваемым (с постоянной настройкой). Сделаем

таким контур усилителя радиосигнала и настроим его на среднюю частоту поддиапазона 11, а эквивалентное затухание примем равным 0,02.

Полоса пропускания одиночного колебательного контура определяется равенством

$$П_к = \delta_э f_0. \qquad (2\text{-}85)$$

При выбранном затухании она будет $П_к = 0{,}02 \cdot 2585 \cdot 10^4 = 517\,000$ Гц, что больше ширины поддиапазона 11. Поэтому ослабление сигналов на граничных частотах получится менее 0,7, что вполне допустимо.

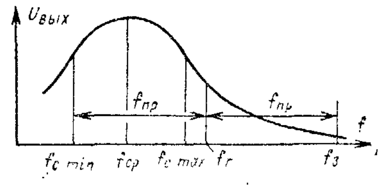


Рис. 2-13.

Согласно рис. 2-13 наименьшее ослабление зеркального канала получим при приеме сигнала с минимальной частотой поддиапазона. Для сигнала с этой частотой расстройка зеркального канала относительно резонансной частоты контура будет $\Delta f_з = 2f_{пр} - 0,5(f_{c\,max} - f_{c\,min}) = 2 \cdot 465\,000 - 0{,}5\,(261-256)\,10^5 = 680\,000$ Гц. Расстройке согласно (2-65) соответствует обобщенная расстройка $\xi_з = 2 \times 680\,000/(0{,}02 \cdot 25\,850\,000) = 2{,}62$. По уравнению (2-63) находим минимальное ослабление зеркального канала контуром $d_{з\,min} = \sqrt{1+2{,}62^2} = 2{,}8$. Для сигнала с максимальной частотой (рис. 2-13) имеем $\Delta f_з = 2f_{пр} + 0{,}5\,(f_{c\,max} - f_{c\,min}) = 2 \cdot 465\,000 + 0{,}5\,(261 - 256)\,10^5 = 1\,180\,000$ Гц. Этому соответствуют $\xi_з = 4{,}5$ и $d_з = 4{,}6$.

Примем эквивалентное затухание перестраиваемого контура входной цепи $\delta_{э.\,в.\,ц} = 0{,}025$. При максимальной частоте сигнала обобщенная расстройка для зеркального канала будет $\xi_{з\,min} = 2 \cdot 2 \cdot 465\,000/(0{,}025 \times 2\,610\,000) = 2{,}85$, а ослабление $d_{з\,max} = \sqrt{1+2{,}85^2} = 3$. Проведя аналогичные расчеты для минимальной частоты сигнала, получим $d_{з\,min} = 3{,}07$. Таким образом, согласно формуле (2-71) ослабление зеркального канала радиотрактом будет на минимальной частоте $d_{з\,min} = 3{,}07 \cdot 2{,}8 = 8{,}6$ и на максимальной $d_{з\,max} = 3 \cdot 4{,}6 = 13{,}8$.

По формуле (2-64) вычислим относительную расстройку для промежуточной частоты контура входной цепи на минимальной частоте поддиапазона $\xi_{пр} = \frac{1}{0{,}025}\left|\frac{0{,}465}{25{,}6} - \frac{25{,}6}{0{,}465}\right| = 2200$, чему соответствует $d_{пр.\,в.\,ц} = 2200$. Ослабление контура усилителя радиосигнала получится $d_{пр.\,у.р.\,с} = 2230$. Общее ослабление тракта радиосигнала по промежуточной частоте будет $d_{пр} = 2200 \cdot 2230 = 49 \cdot 10^5$. Аналогичные расчеты для поддиапазона 3, частоты которого наиболее близки к промежуточной частоте, дают $d_{пр.\,в.\,ц} = 335$; $d_{пр.\,у.р.с} = 420$ и $d_{пр} = 335 \cdot 420 = 141\,000$. Полученные характеристики селективности значительно лучше требуемых, поэтому рассчитанный вариант схемы радиотракта приемлем для реализации.

Хорошие усилительные и селективные свойства каскада транзисторы обеспечивают, когда их предельная частота превышает максимальную рабочую частоту усилителя в 5—7 раз [3 — 5]. Поэтому для усилителя радиосигнала поддиапазона 11 целесообразно брать транзисторы с $f_{гр} > 100 - 150$ МГц.

Пример 2-11. Проверить возможность использования транзистора П403 в усилителе радиосигнала поддиапазона 11.

Из табл. П-1-1 находим параметры транзистора на средней частоте поддиапазона: $r_б = 50$ Ом; $h_{21б} = 0{,}98$; $|Y_{21}| = 0{,}023$ См; $g_{11} = 0{,}0113$ См; $g_{22} = 0{,}19$ мСм; $C_{22} = 10$ пФ; $C_{12} = 7{,}5$ пФ; $C_{11} = 81$ пФ.

Вычисляем устойчивый коэффициент усиления транзистора для схемы с ОЭ при $k_у = 0{,}9$ по формуле (2-66)

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0{,}9)\,0{,}023}{6{,}28\cdot 2585\cdot 10^4\cdot 75\cdot 10^{-13}}} = 1{,}9.$$

В преобразователе частоты обычно используют те же транзисторы, что и в усилителе радиосигнала. Согласно (2-67) в режиме преобразования $g_{11пр} = 0{,}75\cdot 0{,}0113 = 0{,}0085$ См. При заданном эквивалентном затухании контура наибольшее усиление каскада определяется выражением

$$K_{0max} = \frac{0{,}5\,Y_{21}}{\sqrt{g_{22}g_{11}}}\left(1-\frac{\delta}{\delta_э}\right), \qquad (2\text{-}86)$$

где Y_{21} и g_{22} — параметры транзистора рассматриваемого каскада, а g_{11} — активная входная проводимость следующего каскада. Для нашего случая, приняв собственное затухание контура равным 0,01, получим $K_{0max} = \frac{0{,}5\cdot 0{,}023}{\sqrt{0{,}00019\cdot 0{,}0085}}\left(1-\frac{0{,}01}{0{,}02}\right) = 4{,}5$. Следовательно, расчет каскада необходимо производить на устойчивый коэффициент усиления.

При заданном эквивалентном затухании контура наибольший коэффициент передачи одноконтурной входной цепи определяется уравнением [5]

$$K_{0в.ц\,max} = \frac{0{,}5}{Z'_А\sqrt{g'_А g_{вх}}}\left(1-\frac{\delta}{\delta_э}\right), \qquad (2\text{-}87)$$

в котором $Z'_А$ и $g'_А$ — параметры антенной цепи с учетом элемента связи антенны со входным контуром, а $g_{вх}$ — входная проводимость первого каскада.

В декаметровом диапазоне волн наиболее целесообразно применять входную цепь с индуктивной связью с антенной, когда собственная частота антенной цепи ниже минимальной частоты поддиапазона. Она обычно выбирается из условия

$$f'_А = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_А C_А}} \leqslant (0{,}5\div 0{,}7)\,f_{c\,min}. \qquad (2\text{-}88)$$

В этом случае выходная проводимость антенной цепи [5]

$$g'_А = r'_А/Z'^2_А \approx \delta_{св}/Z'_А. \qquad (2\text{-}89)$$

Сопротивление антенной цепи в рассматриваемой схеме входной цепи

$$Z'_А \approx \omega L_{св}. \qquad (2\text{-}90)$$

Используя условие (2-88), можно записать $\omega'_А \approx 0{,}7\,\omega_{min} \approx \frac{1}{\sqrt{L_{св}C'_А}}$. Отсюда $L_{св} = \frac{1}{0{,}7^2\omega^2_{min}C'_А}$.

Подставляя полученное выражение в (2-90), получаем $Z'_A \approx \approx \omega \frac{1}{0{,}7^2\omega^2_{\min} C'_A}$. Так как средняя частота поддиапазона мало отличается от минимальной частоты (всего на 1 %), то с небольшой погрешностью можно записать:

$$Z'_A \approx 2/(\omega^2_{ср} C'_A). \quad (2\text{-}91)$$

С учетом уравнений (2-89) и (2-91) формулу (2-87) можно переписать так

$$K_{0\,в.\,ц\,\max} = 0{,}5 \sqrt{\frac{\omega_{ср} C'_A}{2\delta_{св} g_{11}}} \left(1 - \frac{\delta}{\delta_э}\right). \quad (2\text{-}92)$$

Катушку связи обычно наматывают тонкой проволокой, поэтому ее собственное затухание получается равным 0,025 — 0,035. Принимая $\delta_{св} = 0{,}03$, из формулы (2-92) получаем

$$K_{0\,в.\,ц\,\max} = 0{,}5 \sqrt{\frac{6{,}28 \cdot 2585 \cdot 10^4 \cdot 63 \cdot 10^{-13}}{2 \cdot 0{,}03 \cdot 0{,}0113}} \left(1 - \frac{0{,}01}{0{,}025}\right) = 0{,}37.$$

По уравнению (2-71) вычисляем общий коэффициент передачи радиотракта по напряжению $K_{0\,р.\,с} = 0{,}37 \cdot 1{,}9 = 0{,}71$.

Коэффициент устойчивого усиления каскада при включении транзистора по схеме с ОБ определяется выражением

$$K_{0\,уст\,ОБ} = \frac{2(1 - k_у)\,|Y_{21}|}{\omega_0 C_{22}}, \quad (2\text{-}93)$$

а входная проводимость каскада приближенным равенством

$$g_{вх\,ОБ} \approx |Y_{21}| + g_{11}. \quad (2\text{-}94)$$

Для схемы с ОБ найдем по формуле (2-93) $K_{0уст} = 2(1 - 0{,}9) \times \times 0{,}023/(6{,}28 \cdot 2585 \cdot 10^4 \cdot 10^{-11}) = 2{,}8$ и по выражению (2-94) активную входную проводимость каскада $g_{вх} \approx (23 + 11{,}3) \times 10^{-3} = 0{,}0343$ См. Выходная проводимость транзистора практически будет такой же, как в схеме с ОЭ [3, 23]. Поэтому $K_{0\max}$ согласно (2-86) будет таким же, т.е. равным 4,5, и расчет каскада следует вести на устойчивый коэффициент усиления. Подставляя в формулу (2-92) $g_{вх}$ вместо g_{11}, получаем максимально возможное значение коэффициента передачи входной цепи:

$$K_{0\,в.\,ц\,\max} = 0{,}5 \sqrt{\frac{6{,}28 \cdot 2585 \cdot 10^4 \cdot 63 \cdot 10^{-13}}{2 \cdot 0{,}03 \cdot 0{,}0343}} \left(1 - \frac{0{,}01}{0{,}025}\right) = 0{,}21.$$

По уравнению (2-71) вычисляем $K_{0р.\,с} = 0{,}21 \cdot 2{,}8 = 0{,}6$. При одинаковой селективности усилитель с ОБ обеспечивает на 12 % меньший коэффициент передачи сигнала в радиотракте.

Для условий, обеспечивающих наибольший коэффициент передачи входной цепи при заданном эквивалентном затухании контура, коэффициент шума определяется уравнением

$$Ш_{д.к} = 1 + \frac{2\delta}{\delta_э - \delta} + r_б g_{11}\left(\frac{2\delta}{\delta_э - \delta} + 1\right)^2 + \frac{G_ш}{g_{11}}\left[1 + r_б g_{11}\left(\frac{2\delta}{\delta_э - \delta} + 1\right)\right]^2 + \frac{r_б b^2_{11}}{g_{11}}\left(1 + G_ш r_б\right) + R_ш g_{11}\left(2 + \frac{2\delta}{\delta_э - \delta}\right). \quad (2\text{-}95)$$

Вычислим по формулам (2-57) $G_ш = 0,02\,(1/0,98 - 1) = 4\cdot 10^{-4}$ См и $R_ш = 20\cdot 0,98\cdot 10^{-3}/0,023 = 0,85$ Ом. Из равенства (2-95) находим

$$Ш = 1 + \frac{2\cdot 0,01}{0,025-0,01} + 50\cdot 0,0113\left(\frac{2\cdot 0,01}{0,025-0,01}+1\right)^2 + \frac{0,0004}{0,0113}\left[1+50\cdot 0,0113\left(\frac{2\cdot 0,01}{0,025-0,01}+1\right)\right]^2 + \frac{50\cdot 6,28^2\cdot 2585^2\cdot 10^8\cdot 81^2\cdot 10^{-24}}{0,0113}(1+4\cdot 10^{-4}\cdot 50) + 0,85\cdot 0,0113\left(2+\frac{2\cdot 0,01}{0,025-0,01}\right) = 6,4,$$

что в 84 раза меньше допустимого.

Используя данные табл. 2-8, по формуле (2-80) вычисляем напряжение сигнала на входе преобразователя частоты, соответствующее чувствительности приемника; при применении в радиотракте транзистора П403 по схеме с ОЭ получим $U_{вх.пч} = 10^{-4}0,71 = 71\cdot 10^{-6}$В.

Результаты расчетов, аналогичных приведенным в примере 2-11, для транзисторов П416, ГТ310Б, ГТ308В, ГТ313Б, КП302А и КП350Б даны в табл. 2-11.

Входная проводимость полевых транзисторов весьма мала. Поэтому даже при полном включении их входа к контуру для обеспечения эквивалентного затухания колебательного контура входной цепи, равного 0,025, в режиме достижения максимального коэффициента передачи необходимо включать параллельно входу транзистора добавочный резистор. Эквивалентная ему проводимость $g_ш$ может быть найдена из уравнения

$$g_ш = 0,5g\,(\delta_э/\delta - 1) - g_{11}. \qquad (2\text{-}96)$$

Активная проводимость на входе транзистора должна быть

$$g'_{11} = g_ш + g_{11} = 0,5g\,(\delta_э/\delta - 1), \qquad (2\text{-}97)$$

где g — собственная проводимость контура входной цепи.

Пример 2-12. Найти сопротивление шунтирующего резистора, который следует включить на входе транзисторов КП302А и КП350Б для обеспечения эквивалентного затухания входного контура равным 0,025.

Положим эквивалентную емкость контура входной цепи равной 35 пФ, что вполне реализуемо в поддиапазоне 11. Тогда согласно (2-55) $g = 0,01\cdot 6,28\cdot 25\,850\,000\cdot 35\cdot 10^{-12} = 568\cdot 10^{-7}$ См. Для транзистора КП302А $g_{11} = 37\cdot 10^{-7}$ См. Подставляя это значение в формулу (2-96), находим $g_ш = 0,5\cdot 568\cdot 10^{-7}\cdot(0,025/0,01 - 1) - 37\cdot 10^{-7} = 389\cdot 10^{-7}$ См; шунтирующий резистор должен иметь сопротивление $R_ш = 1/(389 \times 10^{-7}) = 25\,700$ Ом. Аналогично для транзистора КП350Б получим $R_ш = 23\,900$ Ом. Эти резисторы используются в схеме для подачи необходимого смещения на затвор.

В нормальном режиме работы сопротивление резистора, включающегося параллельно входу полевого транзистора, можно брать гораздо большим и равным 0,7—0,9 МОм. В этом случае проводимость входа каскада с полевым транзистором КП302А определяется уравнением (2-97), т. е. $g'_{11} = (37 + 12)\,10^{-7} = 5\cdot 10^{-6}$ См. Из уравнения (2-95) получим эквивалентное затухание контура в режиме максимального коэффициента передачи

$$\delta_э = \delta\,(2g'_{11}/g + 1). \qquad (2\text{-}98)$$

Пример 2-13. Определить селективные свойства входной цепи в поддиапазоне 11 при использовании в усилителе радиосигнала поле-

Таблица 2-11

Усилитель радиосигнала			$K_{0уст}$	K_{0max}	$K_{0урс}$	$K_{в.цmax}$	$K_{0р.с}$	$Ш_{БЭ}$	Минимальное ослабление						$U_{вх.пч}$, мкВ
									зеркального канала			по промежуточной частоте			
Транзистор	Схема	Вариант							ВЦ	УРС	РТ	ВЦ	УРС	РТ	
П403	ОЭ	1	1,9	4,5	1,9	0,37	0,71	6,4	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	71
	ОБ	2	2,8	4,5	2,8	0,21	0,6	6,4	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	60
П416	ОЭ	3	2	5,4	2	0,43	0,86	5,7	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	86
	ОБ	4	3,3	5,4	3,3	0,22	0,72	5,7	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	72
ГТ310Б	ОЭ	5	2,6	5,6	2,6	0,44	1,15	6	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	115
	ОБ	6	2,3	5,6	2,3	0,23	0,52	6	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	52
ГТ308В	ОЭ	7	6,2	8,6	6,2	0,77	4,77	3,9	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	477
	ОБ	8	9,5	8,6	8,6	0,21	1,8	3,9	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	180

Продолжение табл. 2-11

Усилитель радиосигнала			$K_{0\,уст}$	$K_{0\max}$	$K_{0\,урс}$	$K_{в.ц\max}$	$K_{0\,р.с}$	$Ш$ БЭ	Минимальное ослабление						$U_{вх.пч}$, мкВ
Транзистор	Схема	Вариант							зеркального канала			по промежуточной частоте			
									ВЦ	УРС	РТ	ВЦ	УРС	РТ	
ГТ313Б	ОЭ	9	10	41	10	0,77	7,7	4,3	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	770
	ОБ	10	25	41	25	0,13	3,3	4,3	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	330
КП302А	ОИ $\delta_э=0{,}025$	11	1,24	3	1,24	6	7,4	4,2	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	740
	ОИ $\delta_э=0{,}012$	12	1,24	3	1,24	4,4	5,4	27,7	6,1	2,8	17	700	420	294 000	540
КП350Б	ОИ $\delta_э=0{,}025$	13	12,1	16	12,1	6	72	2,6	3,07	2,8	8,6	335	420	141 000	9550
	ОИ $\delta_э=0{,}011$	14	12,1	16	12,1	3	36	33,6	6,8	2,8	19	740	420	311 000	4780

вых транзисторов КП302А и КП350Б, когда шунтирующий резистор на входе транзистора отсутствует.

Подставляя числовые значения в уравнение (2-98), получаем $\delta_э = 0{,}01\ (2 \cdot 0{,}000005/0{,}0000568 + 1) = 0{,}012$. Это значение и $g_{11} = 5 \cdot 10^{-6}$ См (вместо g_{11}) должны быть подставлены в формулу (2-92) при расчете коэффициента передачи входной цепи. Аналогичный расчет для транзистора КП350Б дает $\delta_э = 0{,}011$. При эквивалентном затухании контура входной цепи $\delta_э = 0{,}012$ минимальное ослабление зеркального канала $d_{з.\,в.\,ц} = 6{,}1$ и по промежуточной частоте $d_{пр.\,в.\,ц} = 700$, а при $\delta_э = 0{,}011$ соответственно 6,8 и 740. За счет этого селективность радиотракта повышается в 2 раза по сравнению с селективностью при $\delta_э = 0{,}025$ (см. варианты 12 и 14 табл. 2-11). Усиление каскада с полевыми транзисторами для табл. 2-11 рассчитывалось для случая, когда в преобразователе частоты используется транзистор типа ГТ308В.

Проанализируем данные табл. 2-11. Для всех рассмотренных транзисторов коэффициент шума значительно меньше допустимого, что гарантирует требуемую чувствительность приемника. Транзисторы П403 и П416 не обеспечивают усиления сигнала по напряжению в радиотракте, причем дают больший коэффициент передачи радиотракта при построении усилителя по схеме с ОЭ благодаря большему коэффициенту передачи входной цепи из-за меньшей входной проводимости транзистора. Транзисторы ГТ310Б, ГТ308В и ГТ313Б обеспечивают в радиотракте усиление по напряжению. Оно получается большим для схемы с ОЭ. Применение полевого транзистора КП302А дает большее усиление, чем с транзисторами ГТ310Б, ГТ308В, и примерно такое же, как с транзистором ГТ313Б. С полевым транзистором КП350Б достигается почти на порядок большее усиление по сравнению с лучшими диффузными транзисторами. Кроме того, полевые транзисторы позволяют получить в 2 раза лучшую селективность радиотракта. Следовательно, для усилителя радиосигнала и преобразователя частоты в поддиапазонах 3—11 целесообразно применять транзисторы ГТ308В, ГТ313Б, КП302А или КП350Б. Окончательно тип транзистора выбирают при расчете тракта промежуточной частоты из условия обеспечения требуемого усиления высокочастотного тракта приемника при наименьшем числе каскадов и наиболее дешевых транзисторах.

3. **Для поддиапазонов 1 и 2 (ДВ и СВ)** используется магнитная (ферритовая) антенна, а структурная схема тракта радиосигнала выполняется такой же и с теми же транзисторами, которые применены в поддиапазонах 3—11. Согласно табл. 2-8 в поддиапазоне 1 ослабление зеркального канала должно быть более 100 и по промежуточной частоте более 50, а в поддиапазоне 2 — соответственно более 69 и 50.

Расстройка зеркального канала в поддиапазонах 1 и 2 сравнима с максимальной резонансной частотой контуров. Поэтому для расчета допустимого эквивалентного затухания контуров следует пользоваться точной формулой обобщенной расстройки (2-64). В этом случае при известном числе $n_с$ одиночных контуров в радиотракте и заданной промежуточной частоте максимально допустимое эквивалентное затухание контуров должно удовлетворять неравенству

$$\delta_{э.\,с} \leqslant \frac{\left(\frac{4f_{пр}}{f_{с\,max}} + 2\right)^2 - 4}{2\left(\frac{4f_{пр}}{f_{с\,max}} + 2\right)\sqrt[\frac{n_с}{2}]{\sqrt{d_з - 1}}}. \qquad (2\text{-}99)$$

Если полагать в радиотракте один контур (во входной цепи), то его эквивалентное затухание в поддиапазоне 2 должно быть $\delta_{э.\,с2} \leq$
$\leq \frac{(4 \cdot 465\ 000/1\ 605\ 000 + 2)^2 - 4}{2(4 \cdot 465\ 000/1\ 605\ 000 + 2)\sqrt{69^2 - 1}} = 0{,}016$. Для поддиапазона 1 получим $\delta_{э.\,с1} \leq 0{,}0296$.

Полоса пропускания входного контура в начале поддиапазона 1 согласно формуле (2-85) $П_1 = 0{,}0296 \cdot 147\ 000 = 4350$ Гц и поддиапазона 2 $П_2 = 0{,}016 \cdot 515\ 000 = 8000$ Гц. В § 2-4 полоса пропускания приемника принята равной 11,5—12 кГц. В поддиапазоне 1 полоса пропускания контура входной цепи оказалась значительно уже необходимой полосы пропускания приемника, поэтому вариант радиотракта с одним контуром не приемлем.

Пример 2-14. Полагая в тракте радиосигнала два колебательных контура, определить их эквивалентное затухание для поддиапазонов 1 и 2. Это условие соответствует расчету структурной схемы радиотракта в поддиапазонах 3—11 и должно быть согласно сказанному ранее принято.

Из неравенства (2-99) находим

$$\delta_{э.\,с2} \leq \frac{(4 \cdot 465\ 000/1\ 605\ 000 + 2)^2 - 4}{2(4 \cdot 465\ 000/1\ 605\ 000 + 2)\sqrt{69 - 1}} = 0{,}15 \text{ и } \delta_{э.\,с1} \leq 0{,}295.$$

Положим минимальное значение полосы пропускания радиотракта равным 13 кГц в начале поддиапазона 1, что шире требуемой полосы пропускания приемника. При этом можно считать, что радиотракт не будет оказывать существенного влияния на результирующую полосу пропускания приемника, так как на остальных частотах его полоса пропускания будет шире. Для осуществления сказанного эквивалентное затухание контуров должно удовлетворять равенству

$$\delta_{э.\,с} = П_{р.\,с}\,\psi_1(n_с)/f_{с\,min}. \tag{2-100}$$

Из табл. 2-12 находим $\psi_1(2) = 1{,}56$. Подставляя в формулу (2-100) численные значения, получаем для поддиапазона 2 $\delta_{э.\,с2} = 13\ 000 \times \times 1{,}56/525\ 000 = 0{,}039$ и для иподдапазона 1 $\delta_{э.\,с1} = 13\ 000 \times \times 1{,}56/150\ 000 = 0{,}135$. Эти значения эквивалентного затухания удовлетворяют необходимому подавлению зеркального канала и должны быть приняты для дальнейшего расчета радиотракта поддиапазонов 1 и 2.

Индуктивность контурной катушки каждого поддиапазона определяется уравнением

$$L = 1/(\omega_0^2 C_э). \tag{2-101}$$

Используя это уравнение для магнитной антенны и индуктивной связи со входом транзистора, можно записать формулу для коэффициента передачи входной цепи в следующем виде:

$$K_{0\,в.\,ц} = \frac{1}{\delta_э}\sqrt{\frac{\delta_э - \delta}{g_{11}}\,\omega C_э}. \tag{2-102}$$

Если заменить эквивалентную емкость контура через индуктивность и частоту согласно формуле (2-101), уравнение (2-102) перепишется так

$$K_{0\,в.\,ц} = \frac{1}{\delta_э}\sqrt{\frac{\delta_э - \delta}{g_{11}\omega L}}. \tag{2-103}$$

Таблица 2-12

Тип селективной системы	Характеристика	Число систем n					
		1	2	3	4	5	6
Резонансные контуры	$K_{п10}$	10	4,8	3,75	3,4	3,2	3,1
	$K_{п100}$	100	16	9	7	6,1	5,6
	$K_{п1000}$	1000	49	20	13	10	8,6
	$\psi_1(n)$	1,0	1,56	1,96	2,3	2,58	2,89
	$\theta_1(n)$	2,22	1,61	1,31	1,21	1,18	1,13
Расстроенные пары контуров при критической расстройке	$K_{п10}$		3,2		2,2		1,95
	$K_{п100}$		10		4,0		3,0
	$K_{п1000}$		32		7,0		4,4
	$\psi_2(n)$		0,71		0,88		0,93
	$\theta_2(n)$		6,76		6,80		7,3
Два связанных контура при критической связи	$K_{п10}$	3,2	2,2	1,95	1,85	1,78	1,76
	$K_{п100}$	10	4,0	3,0	2,7	2,5	2,4
	$K_{п1000}$	32	7,0	4,4	3,6	3,2	3,0
	$\psi_3(n)$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22
	$\theta_3(n)$	2,06	1,98	1,89	1,73	1,69	1,68
Смешанная схема при предельной связи в связанных контурах	$K_{п10}$		2,15		1,67		1,55
	$K_{п100}$		4,64		2,5		2,2
	$K_{п1000}$		10,0		3,67		2,87
	$\psi_4(n)$		0,5		0,58		0,63
	$\theta_4(n)$		3,1		3,2		3,3
Два связанных контура при предельной связи	$K_{п10}$	2,32	1,67	1,54	1,48	1,45	1,43
	$K_{п100}$	7,1	2,9	2,2	2,0	1,85	1,79
	$K_{п1000}$	22	5,5	3,2	2,6	2,4	2,18
	$\psi_5(n)$	0,32	0,46	0,55	0,61	0,67	0,7
	$\theta_5(n)$	2,02	1,78	1,70	1,69	1,67	1,50

Тип селективной системы		Характеристика	Число систем *n*					
			1	2	3	4	5	6
С фильтрами сосредоточенной селекции при числе контуров	4	$K_{п100}$	2,2	1,3				
		$K_{п1000}$	3,7	1,7				
		$\psi_5(n)$	2,82	2,6				
	5	$K_{п100}$	1,8	1,2				
		$K_{п1000}$	2,7	1,5				
		$\psi_6(n)$	2,82	2,6				
	6	$K_{п100}$	1,52	1,15				
		$K_{п1000}$	2,2	1,3				
		$\psi_7(n)$	2,82	2,6				

На основании этого можно записать уравнение, связывающее коэффициент передачи входной цепи в конце и начале поддиапазона:

$$\frac{K_{0\,в.ц.\,н}}{K_{0\,в.ц.\,к}} = \sqrt{\frac{g_{11к} f_{c\,max}}{g_{11\,н} f_{c\,min}}} = \sqrt{k_д \frac{g_{11к}}{g_{11н}}}\,. \qquad (2\text{-}104)$$

Пример 2-15. Вычислить коэффициент передачи входной цепи для крайних частот поддиапазонов 1 и 2, полагая, что в усилителе радиосигнала используется транзистор ГТ310Б.

Так как контуры радиотракта настраиваются в различных поддиапазонах одинаковыми конденсаторами переменной емкости, а в поддиапазонах 1 и 2 коэффициенты диапазона почти равны (2,83 и 3,18), то минимальная эквивалентная емкость контуров в этих поддиапазонах будет близкой по значению и составит 50—60 пФ. Положим ее равной 55 пФ. В первом приближении будем считать эквивалентное затухание контуров постоянным в пределах каждого поддиапазона. Тогда при заданном транзисторе (g_{11} = 0,0005 См) для конца поддиапазона 1 согласно формуле (2-102) $K_{0\,в.ц1к} = \frac{1}{0{,}135}\sqrt{\frac{0{,}135-0{,}01}{0{,}0005}\, 6{,}28 \cdot 408\,000 \cdot 55 \cdot 10^{-12}} =$ = 1,38. Для начала поддиапазона 1 по уравнению (2-104) получим $K_{0\,в.ц\,1н} = 1{,}38\sqrt{\frac{408\,000}{150\,000}\,\frac{0{,}0005}{0{,}0005}} = 2{,}27$, а для конца поддиапазона 2 $K_{0в.\,ц2к}$ = 4,35 и для начала поддиапазона 2 (g_{11} = 0,00056 См) $K_{0в.\,ц2н}$ = 8.

Пример 2-16. Определить усиление радиотракта на крайних частотах поддиапазонов 1 и 2, если в усилителе радиосигнала применен транзистор ГТ 310 Б.

Для схемы с ОЭ по формуле (2-66) вычисляем коэффициент устойчивого усиления в конце поддиапазона 1

$$K_{0\,уст\,1} = \sqrt{\frac{2\,(1-0{,}9)\,0{,}026}{6{,}28 \cdot 408\,000 \cdot 4 \cdot 10^{-12}}} = 22{,}5,$$

Максимальный коэффициент усиления каскада находим по уравнению (2-86), полагая, что преобразователь частоты выполнен на транзисторе ГТ310Б, $K_{0\,max\,1} = \frac{0,5 \cdot 0,026}{\sqrt{7 \cdot 10^{-6} \cdot 0,75 \cdot 5 \cdot 10^{-4}}} \left(1 - \frac{0,01}{0,135}\right) = 230$. Он значительно больше устойчивого усиления, на которое и следует рассчитывать каскад.

В транзисторном резонансном каскаде связь между коэффициентами усиления и полосами пропускания в начале и конце поддиапазона в первом приближении определяется уравнениями:

$$K_{0к}/K_{0н} \approx k_д (1+a)/(1+k_д ab); \tag{2-105}$$

$$П_к/П_н \approx k_д (1+abk_д)/(1+a). \tag{2-106}$$

Здесь

$$a = \frac{П_{тр}\psi_1(n_c)}{\delta f_{min}} - 1; \tag{2-107}$$

$$b = g_{11к}/g_{11н} \approx g_{22к}/g_{22н}; \tag{2-108}$$

$k_д$ — коэффициент диапазона, определяющийся формулой (2-1); $П_{тр}$ — минимально допустимое значение полосы пропускания.

Полоса пропускания в начале поддиапазона минимальна, поэтому следует считать $П_н = П_{тр}$. Коэффициент устойчивого усиления уменьшается с ростом частоты, и можно полагать $K_{0к} = K_{0уст}$. Для выбранного транзистора в поддиапазоне 1 входная и выходная проводимости постоянны и согласно формуле (2-108) коэффициент $b = 1$. Поскольку в радиотракте имеются два одиночных контура, то из табл. 2-12 значение функции $\psi_1(2) = 1,56$. Тогда по формуле (2-107) вычисляем $a = 13\,000 \cdot 1,56/(0,01 \cdot 150\,000) = 13,5$. Подставляя полученные значения в уравнение (2-105), находим $K_{0н} = \frac{22,5\,(1 + 13,5 \cdot 1 \cdot 2,72)}{2,72\,(1+13,5)} = 21,4$.

По равенству (2-71) вычисляем усиление радиотракта для конца $K_{0р.\,с1к} = 1,38 \cdot 22,5 = 31$ и для начала поддиапазона 1 $K_{0р.\,с1н} = 2,27 \cdot 21,4 = 48,5$.

В табл. 2-13 приведены результаты аналогичных расчетов для второго поддиапазона, а также при других типах транзисторов, выполненные для поддиапазонов 1 и 2.

Поскольку вход полевых транзисторов подключается полностью к контуру входной цепи, то ее коэффициент передачи по напряжению при магнитной антенне равен эквивалентной добротности контура [5]

$$K_{0\,в.ц} = Q_э = 1/\delta_э. \tag{2-109}$$

Для обеспечения необходимого эквивалентного затухания к контуру в этом случае должен подключаться соответствующий шунтирующий резистор.

Обозначим напряженность поля полезного сигнала в месте расположения приемной антенны через E и действующую высоту ее через $h_д$. Напряжение сигнала на входе преобразователя частоты при этом запишется уравнением

$$U_{вх.\,пч} = Eh_д K_{0\,р.с}. \tag{2-110}$$

Для поддиапазонов 1 и 2 действующая высота магнитной антенны прямо пропорциональна частоте принимаемого сигнала.

Пример 2-17. Вычислить напряжение сигнала на входе преобразователя частоты в поддиапазонах 1 и 2, если в усилителе радиосигнала применен транзистор ГТ310Б.

В начале поддиапазонов 1 и 2 действующая высота магнитной антенны составляет примерно 0,003 м, а в конце 0,01 м [5]. Подставляя эти значения и данные табл. 2-8 в формулу (2-110), получаем в начале $U_{вх.пч.н} = 0{,}001 \cdot 0{,}003 \cdot 48{,}5 = 146 \cdot 10^{-6}$ В и конце поддиапазона 1 $U_{вх.пч.х} = 0{,}001 \cdot 0{,}01 \cdot 31 = 31 \cdot 10^{-5}$ В. Проводя аналогичный расчет для поддиапазона 2, получаем напряжение на входе преобразователя частоты соответственно 182 и 343 мкВ. Аналогичные данные для других вариантов радиотракта приведены в табл. 2-13.

Таблица 2-13

Транзистор	№ поддиапазона	Магнитная антенна			Проволочная антенна		
		Усиление в радиотракте		Минимальный входной сигнал преобразователя частоты, мкВ	Усиление в радиотракте		Минимальный входной сигнал преобразователя частоты, мкВ
		в начале поддиапазона	в конце поддиапазона		в начале поддиапазона	в конце поддиапазона	
ГТ310Б	1	48,5	31	146	2,1	2,25	315
	2	87	49	182	1,08	1,13	156
ГТ308В	1	131	80	393	4,95	5,2	743
	2	205	113	430	2,55	2,6	382
ГТ313Б	1	233	148	700	7,9	8,3	1185
	2	563	213	1118	5,3	4,2	790
КП302А	1	69	73	207	18,8	19,8	2820
	2	122	125	256	9,8	10	1470
КП350Б	1	670	710	2000	182	192	27 200
	2	1170	1200	2460	94	96	14 100

Связь внешней проволочной антенны со входным контуром выбирается достаточно слабой, обеспечивающей допустимую расстройку входного контура антенной. Для поддиапазонов 1 и 2 она чаще всего выбирается внешне емкостной [24, 31, 33]. Коэффициент передачи входной цепи при использовании в усилителе радиосигнала транзисторов с большой входной проводимостью (больше 1 мСм) обычно не превышает 0,1—0,2, а при полевых транзисторах и электронных лампах составляет 2—5 [5]. При наиболее распространенной трансформаторной связи контура со входом транзистора коэффициент передачи входной цепи при внешней проволочной антенне в поддиапазоне изменяется очень мало. Этому способствует то, что за счет внешнеемкостной связи с антенной коэффициент передачи увеличивается с ростом частоты, а за счет трансформаторной связи входного контура с транзистором — уменьшается [5]. Поэтому в первом приближении для поддиапазонов

1 и 2 можно считать коэффициент передачи входной цепи постоянным и равным приведенным ранее значениям.

Пример 2-18. Вычислить напряжение сигнала на входе преобразователя частоты для поддиапазонов 1 и 2 при внешней проволочной антенне, если в усилителе радиосигнала применяется транзистор ГТ310Б.

Согласно формуле (2-80) $U_{\text{вх. пч}} = E_A K_{0_{\text{в. ц}}} K_{0\text{в. р. с}}$. Полагая $K_{\text{в. ц}} = 0{,}1$, с учетом данных табл. 2-8 для начала поддиапазона 1 получаем $U_{\text{вх. пч 1н}} = 0{,}00015 \cdot 0{,}1 \cdot 21 = 315 \cdot 10^{-6}$ В, а для конца поддиапазона $U_{\text{вх. пч 1к}} = 0{,}00015 \cdot 0{,}1 \cdot 22{,}5 = 338 \cdot 10^{-6}$ В. Для остальных рассмотренных вариантов радиотракта данные аналогичных расчетов приведены в табл. 2-13, при этом для полевых транзисторов коэффициент передачи входной цепи принят равным 2.

Анализ данных табл. 2-13 показывает, что при магнитной антенне минимальное напряжение сигнала на входе преобразователя частоты получается в поддиапазоне 1. Это является следствием значительно бо́льшего эквивалентного затухания колебательных контуров, необходимого для обеспечения требуемой полосы пропускания, и ме́ньшего коэффициента передачи входной цепи. При проволочной антенне, наоборот, наименьший сигнал на входе преобразователя частоты получается в поддиапазоне 2, что является следствием уменьшения устойчивого усиления транзисторов с повышением частоты, поскольку коэффициент передачи входной цепи в обоих поддиапазонах практически одинаков.

Сравнение данных табл. 2-11 и 2-13 позволяет определить наименьшее входное напряжение преобразователя частоты для каждого из рассмотренных типов транзисторов. Эти напряжения должны быть исходными для выбора типа транзисторов, схемы и числа каскадов в тракте промежуточной частоты.

Для поддиапазонов 1-11 в усилителе радиосигнала наиболее целесообразно применять транзистор ГТ308В по схеме с ОЭ, как обеспечивающий достаточно большое усиление и обладающий меньшей стоимостью по сравнению с транзисторами, дающими лучшие характеристики радиотракта.

2-6. Выбор промежуточной частоты и селективных систем приемника

В тех случаях, когда промежуточная частота не задана, ее значение для связных и близких к ним по характеристикам транзисторных и ламповых приемников дециметровых и более длинных волн наиболее целесообразно выбирать по описанной далее методике. При этом следует помнить о том, что при более низкой промежуточной частоте требуемое усиление в тракте промежуточной частоты можно получить при меньшем числе каскадов, а при более высокой проще обеспечивать ослабление зеркального канала в радиотракте. Кроме того, промежуточную частоту следует брать равной одному из следующих значений: 0,11; 0,465; 0,9; 1,6; 6,5; 8,4; 10,7; 30; 35; 60; 100 МГц [4, 5, 12, 27].

Вначале выбирают тип и количество селективных систем в тракте промежуточной частоты из условия обеспечения селективности по соседнему каналу.

Когда селективность по соседнему каналу задана коэффициентом прямоугольности при стандартном ослаблении (10, 100, 1000) то задача решается с использованием табл. 2-12. По ней выбирают простейший

тип селективной системы (одиночный контур, два связанных контура, расстроенные одиночные контуры, ФСС) при минимально возможном числе элементов (что требует наименьшего числа каскадов), обеспечивающий необходимый коэффициент прямоугольности кривой избирательности приемника.

Пример 2-19. Выбрать тип и количество избирательных систем, гарантирующих коэффициент прямоугольности $К_{п100} \leqslant 3$.

Анализ данных табл. 2-12 показывает, что одиночные колебательные контуры (резонансный усилитель) не позволяют получить требуемый коэффициент прямоугольности. Он может быть достигнут применением следующих вариантов: а) трех пар связанных контуров при критической связи; б) трех расстроенных пар контуров (при критической расстройке); в) четырех смешанных селективных систем (два одиночных и две пары связанных контуров); г) одного четырехзвенного ФСС. Первая селективная система является нагрузкой преобразователя частоты. Следовательно, для реализации варианта «а» необходимая селективность достигается при двух каскадах в усилителе промежуточной частоты, для варианта «б» — пяти, для варианта «в» — трех каскадах и для варианта «г» — без каскадов усилителя промежуточной частоты. Усилитель с расстроенными парами контуров проще в изготовлении, чем усилитель со связанными контурами, но сложнее в настройке. Поэтому, если для обеспечения усиления достаточно двух каскадов, предпочтительнее остановиться на схеме усилителя с двумя связанными контурами. Усилитель со смешанными селективными системами по сложности изготовления, настройке, габаритам и стоимости равноценен усилителю с парами связанных контуров. При использовании ФСС для достижения необходимого усиления применяют резистивные каскады, наиболее простые по схеме, изготовлению, налаживанию и по экономическим и габаритным характеристикам. Одним из критериев выбора селективной системы может быть общее число колебательных контуров. Так, четырехзвенный ФСС в этом отношении лучше трех пар связанных контуров. Окончательно селективную систему выбирают при определении числа каскадов в усилителе промежуточной частоты.

Если селективность по соседнему каналу определена требуемым ослаблением d_c при заданной расстройке Δf_c, то селективные системы выбирают двумя следующими способами. Когда необходимое ослабление соседнего канала близко к табличным значениям для коэффициентов прямоугольности (10, 100, 1000), то по известной полосе пропускания $П$ вычисляют требуемый коэффициент прямоугольности по уравнению

$$K_{пd_c} = 2\Delta f_c / П. \qquad (2\text{-}111)$$

Затем выбирают тип и количество селективных систем по приведенной ранее методике. С определенным запасом селективности задача может быть также решена, если пользоваться данными табл. 2-12 для табличного значения ослабления больше требуемого.

Пример 2-20. Выбрать тип и количество селективных систем для тракта промежуточной частоты, если его полоса пропускания 11,8 кГц при уровне отсчета 1,41, ослабление по соседнему каналу 46 дБ при расстройке 10 кГц.

Абсолютное значение требуемого ослабления $d_c = 200$. По формуле (2-111) находим $К_{п200} = 2 \cdot 10/11{,}8 = 1{,}7$. Анализ данных табл. 2-12 показывает, что получить такой коэффициент прямоугольности при большем ослаблении (1000) можно только при использовании двух четырехзвенных ФСС.

Ту же задачу более точно можно решить с помощью обобщенных кривых селективности для различного числа каскадов. Для этого, рассчитав по формуле (2-111) требуемое значение $K_{\text{п}d_{\text{c}}}$, подбирают такую обобщенную кривую селективности, для которой выполняется неравенство

$$\xi_{d_{\text{c}}}/\xi_{\text{п}} \leqslant K_{\text{п}d_{\text{c}}}. \qquad (2\text{-}112)$$

Здесь $\xi_{d_{\text{c}}}$ и $\xi_{\text{п}}$ — значения обобщенных расстроек, соответствующих заданному ослаблению соседнего канала и уровню отсчета полосы пропускания.

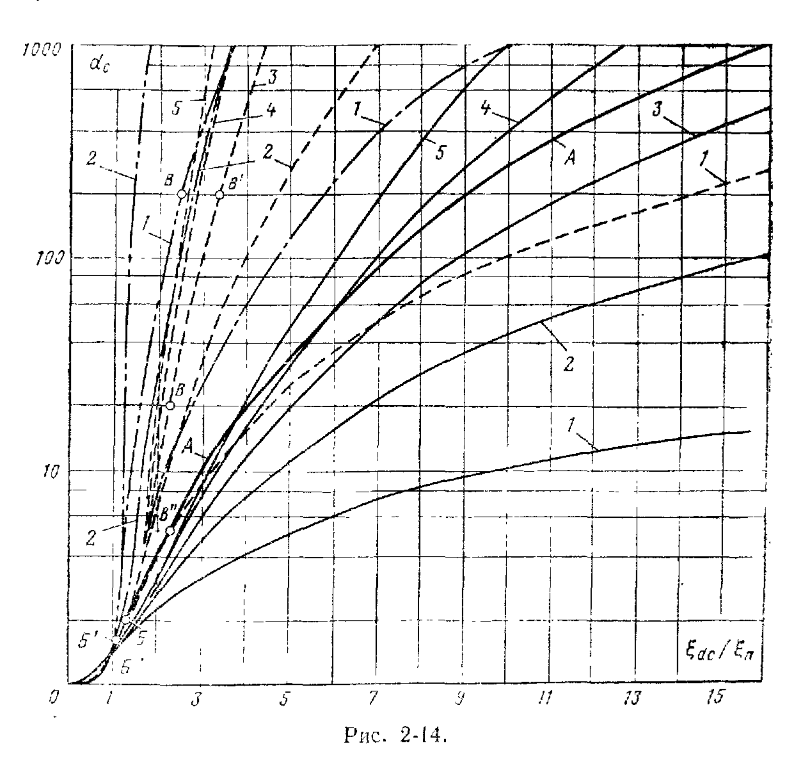


Рис. 2-14.

Пример 2-21. Пользуясь обобщенными кривыми селективности, выбрать тип и количество селективных систем для тракта промежуточной частоты по условиям примера 2-20.

На рис. 2-14 приведены обобщенные кривые селективности различных усилителей. Сплошные кривые соответствуют резонансному усилителю, штриховые — усилителю с двумя связанными контурами при критической связи, штрихпунктирные с одной точкой — усилителю со смешанной селективной системой при предельной связи пар связанных контуров, штрихпунктирные с двумя точками — усилителю с четырехконтурным ФСС. Номера кривых обозначают число каскадов усилителя.

По оси абсцисс приведены значения $\xi_{d_c}/\xi_п$, благодаря чему все кривые имеют общую точку, соответствующую абсциссе 1 и ординате 1,41, т. е. уровню отсчета полосы пропускания. Из рисунка следует, что при $d_c = 200$ только двухкаскадный усилитель с четырехзвенными ФСС имеет $\xi_{200}/\xi_п < 1{,}53$, а это подтверждает справедливость принятого в примере 2-20 решения.

Пример 2-22. Выбрать тип и количество селективных систем для тракта промежуточной частоты переносного приемника III класса в поддиапазонах I—II.

Верхняя граничная частота модуляции сигнала для данного приемника равна 3,5 кГц. Полагая нестабильность частот сигнала и гетеродина такими же, как в примере 2-6, согласно формуле (2-42) можно считать, что полоса пропускания рассматриваемого приемника должна быть уже по сравнению с полосой пропускания приемника I класса, определенной в примере 2-6. Примем ее равной 9 кГц. При расстройке ±9 кГц ослабление приемника III класса должно превышать 20. Из формулы (2-111) находим $K_{п20} = 2 \cdot 9/9 = 2$. Из табл. 2-12 при большем табличном ослаблении 100 такой коэффициент прямоугольности могут обеспечить: четыре пары связанных контуров при предельной связи; два четырехзвенных ФСС; один пятизвенный ФСС.

Воспользуемся для решения задачи кривыми на рис. 2-14. Из него находим, что требуемую селективность обеспечивают: пять пар связанных контуров при критической связи; две пары смешанной селективной системы (четыре каскада); один четырехзвенный ФСС. В данном случае более точный метод с использованием обобщенных кривых селективности позволяет принять более правильное и целесообразное инженерное решение об использовании наиболее простой селективной системы — одного ФСС из четырех звеньев.

После выбора типа и количества селективных систем определяют минимально осуществимое эквивалентное затухание их колебательных контуров. Для этого пользуются формулой

$$\delta_{э.\,пр\,min} = (1{,}4 \div 1{,}8)\,\delta. \qquad (2\text{-}113)$$

Собственное затухание контуров δ обычно бывает от 0,008 до 0,015 в зависимости от качества применяемых катушек.

Промежуточная частота, при которой обеспечивается необходимая полоса пропускания, определяется неравенством

$$f_{пр.\,н} \leqslant \frac{П}{\delta_{э.\,пр\,min}}\,\psi(n_{пр}). \qquad (2\text{-}114)$$

Значение функции $\psi(n_{пр})$ находится из табл. 2-12 соответственно выбраному типу селективной системы и количеству их $n_{пр}$. Знак неравенства в (2-114) берется потому, что при меньших частотах необходимую полосу пропускания можно получить, увеличивая эквивалентное затухание колебательных контуров. Но меньше $\delta_{э.\,пр\,min}$ его, естественно, получить не удается.

Минимально необходимая полоса пропускания радиотракта определяется равенством

$$П_{р.с\,min} = (1{,}1 \div 1{,}4)П, \qquad (2\text{-}115)$$

где $П$ — необходимая полоса пропускания приемника. В многодиапазонных приемниках с коэффициентом диапазона самого длинноволнового поддиапазона более 1,2—1,3 берут меньшее значение численного

коэффициента, а при меньших коэффициентах диапазона и при постоянной настройке — большее.

Задаются наиболее простой селективной системой радиотракта при минимальном числе колебательных контуров в ней (например, одноконтурной входной цепью). Если селективная система состоит из одиночных колебательных контуров, то по формуле (2-100) вычисляют минимально допустимое при выбранных условиях эквивалентное затухание контуров. Если селективная система радиотракта состоит из пар связанных контуров при критической связи, расчет ведут по той же формуле, подставляя в нее соответствующее схеме значение функции $\psi_3(n_c)$ из табл. 2-12. При использовании в радиотракте пар расстроенных колебательных контуров при критической расстройке берут значение функции $\psi_2(n_c)$.

Если выполняется неравенство

$$\delta_{э.с} \geqslant (1,4 \div 1,8)\,\delta, \qquad (2\text{-}116)$$

где δ — минимальное конструктивно осуществимое собственное затухание контуров, то полученное в расчете эквивалентное затухание осуществимо и его принимают для последующих расчетов. Когда неравенство (2-116) не выполняется, то эквивалентное затухание контуров принимают соответствующим равенству в (2-116). В этом случае полоса пропускания радиотракта будет шире необходимой полосы пропускания приемника.

При одиночных контурах в радиотракте промежуточную частоту, обеспечивающую требуемое ослабление зеркального канала $d_з$, вычисляют по формуле

$$f_{пр.з} \geqslant 0,5Bf_{с\,max}, \qquad (2\text{-}117)$$

где

$$B = 0,5\left(A + \sqrt{A^2 + 4}\right) - 1; \quad A = \delta_{э.с}\sqrt{\frac{n_c}{2}\sqrt{d_з} - 1}. \qquad (2\text{-}118)$$

Знак неравенства в уравнении (2-117) стоит потому, что с ростом промежуточной частоты ослабление зеркального канала увеличивается.

Если выполняется неравенство

$$f_{пр.п} \geqslant f_{пр.з}, \qquad (2\text{-}119)$$

то промежуточная частота приемника может иметь любое значение в интервале частот от $f_{пр.з}$ до $f_{пр.п}$, так как оно обеспечит и требуемую полосу пропускания и ослабление зеркального канала. Когда неравенство (2-119) не выполняется, то нет значений частоты, которые можно взять в качестве промежуточной, чтобы получить и нужную полосу пропускания приемника и требуемое ослабление зеркального канала. Выполнение неравенства (2-119) за счет существенного повышения $f_{пр.п}$ практически затруднительно. Действительно, согласно данным табл. 2-12 при увеличении $n_{пр}$ существенного возрастания функции $\psi(n)$ не происходит, а возрастание $n_{пр}$ значительно увеличивает габариты, усложняет, удорожает и снижает надежность приемника. Сильно уменьшать эквивалентное затухание контуров тракта промежуточной частоты против значений, определяющихся равенством (2-113), практически также не представляется возможным, так как для этого придется уменьшать коэффициенты включения транзисторов к контуру, что неизбежно приведет к снижению усиления каскадов и

к увеличению их числа. Отмеченные меры позволяют повысить $f_{пр.п}$ лишь на 5—10 %.

Более целесообразно добиваться выполнения неравенства (2-119) за счет снижения $f_{пр.з}$. Как следует из уравнения (2-118) и неравенства (2-117), этому способствует увеличение числа контуров n_c. Но последнее приводит к увеличению числа каскадов в усилителе радиосигнала, что значительно усложняет и удорожает приемник. Поэтому более выгодно снижать $f_{пр.з}$ за счет использования в радиотракте вместо одиночных колебательных контуров колебательных систем с лучшей селективностью (например, пар связанных контуров).

Для пар связанных контуров при критической связи в радиотракте промежуточную частоту, обеспечивающую требуемое ослабление зеркального канала, следует определять из неравенства

$$f_{пр.з} \geq 0{,}354\delta_{э.с} f_{c\,max} \sqrt[2n_c]{d_з}. \qquad (2\text{-}120)$$

Эквивалентное затухание контуров вычисляется по формуле (2-100) с подстановкой в нее функции $\psi_з(n)$, соответствующей селективной системе из двух связанных контуров.

При необходимости использовать три колебательных контура в радиотракте целесообразно применять комбинацию из одиночного и двух связанных колебательных контуров. Когда параметр связи взят несколько большим 1, то кривая селективности связанных контуров имеет провал на средней частоте, который скомпенсируется горбом кривой селективности одиночного контура. Если взять

$$\eta = \sqrt{3} \quad и \quad \delta_{э.од} = 2\delta_{э.св}, \qquad (2\text{-}121)$$

то для определения промежуточной частоты следует пользоваться неравенством

$$f_{пр.з} \geq \left[0{,}5\sqrt{0{,}5\delta^2_{э.св}\xi^2_{d_з} + 1} + \delta_{э.св}\xi_{d_з} - 0{,}5\right] f_{c\,max}. \qquad (2\text{-}122)$$

Минимально допустимое затухание связанных контуров вычисляют по формуле (2-100). Обобщенную расстройку определяют по кривой A (рис. 2-14) и требуемому ослаблению зеркального канала, которому соответствует значение ординаты рисунка — d_c. При этом следует считать $\xi_п = 1$.

Если ни одна из рассмотренных мер не обеспечивает выполнения неравенства (2-119), то следует применить двойное преобразование частоты. Первую промежуточную частоту выбирают только из условия ослабления зеркального канала, т. е. выполнения неравенств (2-117), (2-120) или (2-122), в зависимости от селективных систем в радиотракте. Вторую промежуточную частоту определяют из неравенства (2-114), обеспечивая нужную полосу пропускания приемника. Тип и количество селективных систем тракта первой промежуточной частоты принимают такими, чтобы при замене частоты сигнала первой промежуточной частотой выполнялось соответствующее неравенство (2-117), (2-120) или (2-122) и неравенство (2-119). Иначе говоря, тракт первой промежуточной частоты должен обеспечивать требуемое подавление второго зеркального канала, образующегося при работе второго преобразователя частоты.

Пример 2-23. Выбрать промежуточную частоту связного приемника, диапазон рабочих частот которого соответствует примеру 2-1. Ослабление зеркального канала 60 дБ, полоса пропускания 6,8 кГц, ослабление соседнего канала 60 дБ при расстройке ±10 кГц,

Ослабление соседнего канала $d_c \approx 1000$ соответствует табличному. Поэтому попробуем решить з дачу с использованием коэффициента прямоугольности. Его значение вычисляем по формуле (2-111) $K_{п1000} = 2 \cdot 10/6{,}8 = 2{,}94$. По табл. 2-12 выбираем приемлемые варианты: а) четыре пары связанных контуров при предельной связи; б) смешанная схема из трех пар связанных и трех одиночных колебательных контуров при предельной связи и парах; в) один ФСС с пятью звеньями.

Анализ табл. 2-7 показывает, что ни один из ФСС, характеристики которых приведены в ней, не обладает нужным коэффициентом прямоугольности. Для обеспечения коэффициента прямоугольности возможно использование вариантов: г) два фильтра типа ЭМФП-5-465-6; д) два фильтра типа ПФ1П-М; е) два фильтра типа ПФ1П-4-3. Но последние три варианта осуществимы лишь в случае, когда промежуточная частота составляет 465 кГц.

Положим собственное затухание колебательных контуров тракта промежуточной частоты равным 0,01. Принимая численное значение коэффициента 1,6, из формулы (2-113) получаем их минимально осуществимое эквивалентное затухание $\delta_{э.пр\,min} = 1{,}6 \cdot 0{,}01 = 0{,}016$. Поскольку для варианта «а» $\psi_8(4) = 0{,}61$, то из неравенства (2-114) находим $f_{пр.п} \leqslant \frac{6800}{0{,}016} 0{,}61 = 260\,000$ Гц. Но эта частота находится в поддиапазоне 1, поэтому с учетом рекомендуемых значений следует взять промежуточную частоту 110 кГц. Результат расчета для варианта «б» приведен в табл. 2-14. Согласно формуле (2-53), определяющей необходимое затухание колебательных контуров ФСС, для варианта «в» получаем $f_{пр} > 6800/(2{,}83 \cdot 0{,}016) = 156\,000$ Гц.

Таблица 2-14

Вариант	а	б	в	г	д	е
$f_{пр}$, кГц	260	268	156	465	465	465

Коэффициент диапазона поддиапазона 1 согласно табл. 2-1 равен 2,24, поэтому при расчетах по формуле (2-115) можно принять численный коэффициент, близкий к минимальному значению. Примем его равным 1,15, тогда минимальная полоса пропускания радиотракта согласно формуле (2-115) получится $П_{р.с\,min\,1} = 1{,}15 \cdot 6800 = 7900$ Гц. Для поддиапазона 12 $k_д = 1{,}12$, поэтому численное значение коэффициента берем равным 1,4. При этом $П_{р.с\,min\,12} = 1{,}4 \cdot 6800 = 9600$ Гц.

Рассмотрим следующие варианты селективных систем в радиотракте: 1) один колебательный контур; 2) два одиночных колебательных контура; 3) три одиночных колебательных контура; 4) два связанных колебательных контура при критической связи; 5) две пары связанных контуров при критической связи; 6) смешанная схема из одиночного и двух связанных контуров при параметре связи $\sqrt{3}$.

Для первого варианта из табл. 2-12 $\psi_1(1) = 1$ и согласно формуле (2-100) минимально допустимое эквивалентное затухание контура поддиапазона 1 $\delta_{э.с\,min\,1} = 7900 \cdot 1/1\,940\,000 = 0{,}0041$. Положим собственное затухание контура равным 0,015. При этом неравенство (2-116) не выполняется. Поэтому для дальнейших расчетов будем считать согласно равенству (2-116) $\delta_{э.с\,1} = 1{,}5 \cdot 0{,}015 = 0{,}023$. Аналогично для

поддиапазона 12 из формулы (2-100) имеем $\delta_{э.с\,min12} = 9600 \cdot 1/(272 \times 10^5) = 0,00035$, что также не обеспечивает выполнения неравенства (2-116). Следовательно, и для поддиапазона 12 принимаем $\delta_{э.с12} = 0,023$. При этом наименьшая полоса пропускания радиотракта будет в начале поддиапазона 1 согласно уравнению (2-85) $П_{min} = 0,023 \cdot 1\,940\,000 = 45\,000$ Гц, что в 6,6 раза больше полосы пропускания приемника. Вычисляем по формуле (2-118) вспомогательные коэффициенты $A = 0,023\sqrt{1000^2-1} = 23$ и $B = 0,5(23+\sqrt{23^2+4}) - 1 = 22,1$. Из неравенства (2-117) имеем $f_{пр.з} \geqslant 0,5 \cdot 22,1 \cdot 303 \cdot 10^5 = 33 \cdot 10^6$ Гц. Эта частота выше максимальной рабочей частоты приемника и не удовлетворяет неравенству (2-119) для всех рассмотренных ранее вариантов тракта промежуточной частоты (см. табл. 2-14), поэтому первый вариант системы радиотракта не приемлем. Результаты аналогичных расчетов для второго и третьего вариантов приведены в табл. 2-15.

Для поддиапазона 1 и четвертого варианта согласно формуле (2-100) $\delta_{э.с\,min\,1} = 7900 \cdot 0,71/(1\,940\,000) = 0,0029$ и для поддиапазона 12 — 0,00025. Поэтому, как и для одиночных контуров, принимаем для всех поддиапазонов по формуле (2-113) $\delta_{э.с\,min} = 0,023$. Тогда из неравенства (2-120) $f_{пр.з} \geqslant 0,354 \cdot 0,023 \cdot 303 \cdot 10^5 \sqrt{1000} = 79 \cdot 10^5$ Гц. Результаты подобного расчета для пятого варианта приведены в табл. 2-15.

При шестом варианте для поддиапазона 1 из формулы (2-100) имеем $\delta_{э.с\,min} = 7900 \cdot 0,5/1\,940\,000 = 0,002$ и для поддиапазона 12 — 0,00018. Принимаем для всех поддиапазонов с учетом равенства (2-113) $\delta_{э.с} = 0,023$. По кривой A (см. рис. 2-14) находим $\xi_з = 15,9$. Из неравенства (2-122) получаем $f_{пр.з} \geqslant [0,5\sqrt{0,5 \cdot 0,023^2 \cdot 15,9^2 + 1} + 0,023 \cdot 15,9 - 0,5]\, 303 \cdot 10^5 = 1\,160\,000$ Гц.

Таблица 2-15

Вариант	Число перестраиваемых контуров радиотракта	Минимально допустимое эквивалентное затухание для поддиапазона		$f_{пр.з}$, МГц	Неравенство (2-119) для варианта тракта промежуточной частоты		Заключение о варианте радиотракта
		1	12		выполняется	не выполняется	
1	2	0,023	0,023	33	Нет	а, б, в, г, д, е	Не пригоден
2	3	0,023	0,023	6,5	Нет	а, б, в, г, д, е	То же
3	4	0,023	0,023	1,9	Нет	а, б, в, г, д, е	» »
4	3	0,023	0,023	7,9	Нет	а, б, в, г, д, е	» »
5	5	0,023	0,023	1,4	Нет	а, б, в, г, д, е	» »
6	4	0,023	0,023	1,16	Нет	а, б, в, г, д, е	» »

Из табл. 2-15 следует, что даже самые сложные из рассмотренных вариантов с четырьмя-пятью перестраиваемыми контурами в радиотракте ни при одном из описанных в табл. 2-14 вариантов тракта промежуточной частоты не позволяют обеспечить выполнение неравенства (2-119). Применение более сложных вариантов селективных систем в радиотракте (три пары связанных контуров или две пары связанных и

два одиночных контура) сильно усложнит конструкцию приемника и неприемлемо с экономической и конструктивных точек зрения. Поэтому реализуемое решение поставленной задачи может быть получено лишь при использовании двойного преобразования частоты.

Если из приведенных в начале параграфа рекомендуемых значений первую промежуточную частоту взять равной 1,6 МГц, то ее применению будут удовлетворять лишь пятый и шестой варианты радиотракта. Более подходящим может быть шестой вариант, в котором радиотракт имеет на один перестраиваемый колебательный контур меньше. Для тракта второй промежуточной частоты целесообразно взять вариант «д». Его ФСС обладает достаточно хорошими селективными свойствами и значительно дешевле ФСС варианта «е». Фильтры варианта «г» обладают плохой селективностью при больших расстройках [5, 16]. Таким образом, вторая промежуточная частота будет равна 465 кГц.

Выберем селективные системы для тракта первой промежуточной частоты, полагая ее постоянной для всех поддиапазонов. Положим собственное затухание колебательных контуров этого тракта равным 0,01. Взяв в неравенстве (2-116) знак равенства, получим минимально осуществимое затухание контуров $\delta_{э.\,пр1} = 1{,}5 \cdot 0{,}01 = 0{,}015$. Если в качестве селективной системы взять два связанных контура при критической связи, то согласно формуле (2-100) при замене $f_{c\,min}$ на $f_{пр\,1}$ их полоса пропускания будет $П_{пр1} = 0{,}015 \cdot 16 \cdot 10^5/0{,}71 = 34\,000$ Гц. Это в 5 раз шире необходимой полосы пропускания приемника; контуры радиотракта не будут влиять на формирование полосы пропускания приемника. Подставляя $f_{пр\,1}$ вместо $f_{c\,max}$ в неравенство (2-120), получаем $f_{пр.\,з2} \geqslant 0{,}354 \cdot 0{,}015 \cdot 16 \cdot 10^5 \sqrt{1000} = 27 \cdot 10^5$ Гц, что больше принятого значения первой промежуточной частоты. Следовательно, такая селективная система не обеспечит нужного ослабления по зеркальному каналу. При трех колебательных контурах лучшие результаты дает комбинированная схема. Пользуясь неравенствами (2-122), находим $f_{пр.\,з2} \geqslant \left[0{,}5\sqrt{0{,}5 \cdot 0{,}015^2 \cdot 15{,}9^2 + 1} + 0{,}015 \cdot 15{,}9 - 0{,}5\right] \times \times 16 \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^5$ Гц, что ниже принятого значения первой промежуточной частоты и обеспечит ослабление второго зеркального канала больше требуемых 60 дБ. Таким образом поставленная задача решена.

2-7. Выбор и расчет детектора АМС

Исходными данными для расчета детектора АМС являются нижняя $F_н$ и верхняя $F_в$ частоты модулирующего сигнала; максимальный коэффициент модуляции m_{max} сигнала. Из расчета структурной схемы приемника используются: амплитуда входного напряжения низкочастотного тракта при нормальном ($m = 0{,}3$) $U_{m\,вх.\,нч}$ и максимальном коэффициентах модуляции $U_{m\,вх.ном}$; входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта $R_{вх.\,нч}$; минимально допустимое входное сопротивление детектора $R_{вх.\,д}$.

В результате расчета следует выбрать схему и тип нелинейного элемента детектора, определить амплитуду входного напряжения детектора, которое является выходным напряжением тракта промежуточной частоты $U_{m\,вых.\,пр}$.

Благодаря малым нелинейным искажениям, простоте схемы и отсутствию потребления мощности от источника питания в современных приемниках используются, как правило, диодные (полупроводниковые)

детекторы. Поэтому остановимся на расчете именно такого детектора. Выбор схемы и расчет транзисторных детекторов описываются в [3, 4, 5, 13, 16].

Для уменьшения шунтирования выходного контура тракта промежуточной частоты, что повышает селективность и усиление его последнего каскада, желательно иметь большое входное сопротивление детектора. С этой точки зрения более выгодна схема последовательного диодного детектора, которая имеет наибольшее распространение в современных радиоприемниках. Входное сопротивление диодного детектора в основном определяется сопротивлением его нагрузочного резистора R и пропорционально ему. При $R > (20 \div 30)\ R_i$ эта пропорциональность становится прямой. Однако малое входное сопротивление транзисторного первого каскада низкочастотного тракта не позволяет брать нагрузочный резистор детектора с большим сопротивлением [5]. Кривая 1

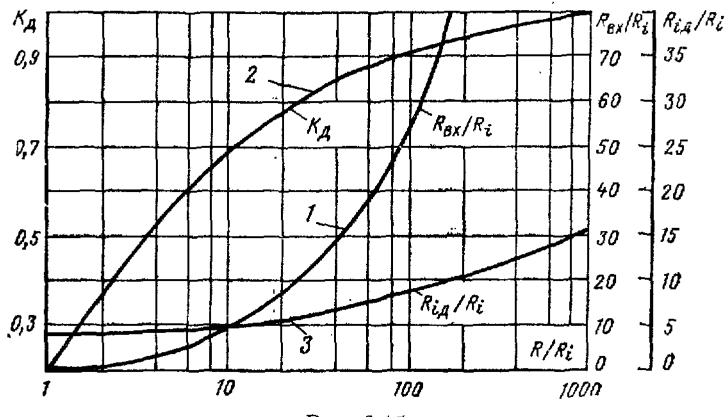


Рис. 2-15.

на рис. 2-15 позволяет определить входное сопротивление последовательного диодного детектора при любом сопротивлении нагрузки ... коэффициент передачи диодного детектора также определяется отно... R/R_i и может находиться по кривой 2 (рис. 2-15).

Для отсутствия в диодном детекторе нелинейных искажени... счет неодинаковости его нагрузки постоянному и переменному т... сопротивление нагрузки детектора должно быть много меньше ...ного сопротивления следующего каскада. Но при малом сопротивлен... нагрузки входное сопротивление и коэффициент передачи детектора становятся малыми. Поэтому в транзисторных приемниках с целью некоторого повышения нагрузочного сопротивления детектора между выходом детектора и входом первого каскада низкочастотного тракта включают добавочный резистор $R_{доб}$. С этой же целью нагрузку детектор... выполняют из двух последовательно включенных резисторов R_1 и R_2 как показано на рис. 2-16.

Диод для детектора выбирают так, чтобы его максимальная рабочая частота (см. табл. П-1-6) была в несколько раз больше последн... промежуточной частоты приемника, крутизна прямого прохожде... тока возможно большей (при этом внутреннее сопротивление

$R_i = 1/S$ окажется меньше), обратное напряжение — более утроенной амплитуды максимального входного сигнала, а междуэлектродная емкость — возможно меньшая.

Согласно схеме на рис. 2-16 нагрузка диода

$$R = R_1 + R_2. \qquad (2\text{-}123)$$

По заданному минимальному входному сопротивлению детектора и внутреннему сопротивлению диода по кривой *1* на рис. 2-15 находят

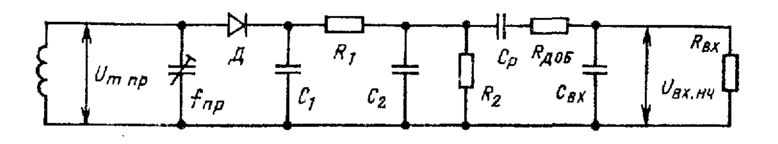


Рис. 2-16.

наибольшую возможную нагрузку и подбирают сопротивления резисторов R_1 и R_2 с учетом уравнений

$$R_1 \approx (0{,}2 \div 0{,}3)\, R \quad \text{и} \quad R_2 \approx (0{,}7 \div 0{,}8)\, R. \qquad (2\text{-}124)$$

Сопротивление добавочного резистора определяется неравенством

$$R_{доб} \geqslant \frac{[m_{max}(R_1+R_2) - R_1]\, R_2}{(R_1+R_2)(1-m_{max})} - R_{вх.\,нч}. \qquad (2\text{-}125)$$

Коэффициент передачи детектора для схемы на рис. 2-16 вычисляют по формуле

$$K'_д = K_д \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{R_{вх.\,нч}}{R_{доб}+R_{вх.\,нч}}. \qquad (2\text{-}126)$$

Здесь $K_д$ — коэффициент передачи детектора с нагрузкой $R_1 + R_2$, определяющийся кривой *2* на рис. 2-15.

Поскольку увеличение сопротивления добавочного резистора снижает коэффициент передачи детектора, при его определении по неравенству (2-125) следует брать наименьшее возможное значение по стандартной шкале сопротивлений резисторов.

Амплитуда несущей входного сигнала детектора, т. е. выходного напряжения промежуточной частоты, определяется равенством

$$U_{mпр} = U_{mвх.\,нч}/(K'_д m). \qquad (2\text{-}127)$$

Здесь $m = 0{,}3$ — среднее значение коэффициента модуляции сигнала.

Пример 2-24. Определить основные характеристики последовательного диодного детектора, чтобы его входное сопротивление было равно 4 кОм, если амплитуда входного сигнала первого каскада низкочастотного тракта равна 0,005 В при $m = 0{,}3$; входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта составляет 700 Ом, максимальный коэффициент модуляции 0,8, промежуточная частота приемника 465 кГц.

Из табл. П-1-6 выбираем диод Д1Е, как удовлетворяющий сформулированным ранее условиям. Его внутреннее сопротивление 100 Ом, емкость $C_{ак} = 1$ пФ. Согласно кривой *1* на рис. 2-15 требующемуся

отношению $R_{вх}/R_i = 4000/100 = 40$ соответствует отношение $R/R_i = 74$. Следовательно, $R = R_1 + R_2 = 7400$ Ом. С учетом данных табл. П-3-1 и формул (2-124) принимаем $R_1 = 1800$ Ом и $R_2 = 5600$ Ом. Сопротивление добавочного резистора вычисляем по неравенству (2-125)

$$R_{доб} \geqslant \frac{[0{,}8\,(1{,}8+5{,}6)\,1000-1800]\,5600}{(1{,}8+5{,}6)\,1000\,(1-0{,}8)} - 700 = 14\,900 \text{ Ом}.$$

Согласно табл. П-3-1 принимаем сопротивление резистора равным 15 кОм.

Коэффициент передачи собственно детектора находим по кривой 2 на рис. 2-15. Он равен 0,88, а по формуле (2-126) вычисляем $K'_д = 0{,}88 \frac{5600}{1800+5600} \frac{700}{15\,000+700} = 0{,}03$. Амплитуду минимального выходного напряжения тракта промежуточной частоты вычисляем по уравнению (2-127) $U_{m\,пр} = 0{,}005/(0{,}03 \cdot 0{,}3) = 0{,}56$ В. Линейный режим детектора с полупроводниковым диодом достигается при амплитуде входного сигнала более 0,5—0,7 В. Поэтому возьмем амплитуду входного напряжения детектора равной 0,6 В. При этом входной сигнал первого каскада низкочастотного тракта окажется в 1,1 раза больше требуемого, но он может быть уменьшен до нужного значения ручным регулятором громкости.

2-8. Выбор типа транзисторов и числа каскадов тракта промежуточной частоты

Исходными данными для расчета служат: минимальное выходное напряжение тракта промежуточной частоты $U_{m\,пр}$; минимальное входное напряжение преобразователя частоты $U_{m\,пч.\,вх}$ (первого, если применяется многократное преобразование частоты сигнала); типы и количество селективных систем, выбранных для тракта промежуточной частоты.

Первые два исходных данных определяют коэффициент усиления тракта промежуточной частоты

$$K_{0\,пр} = a \frac{U_{m\,пр}}{U_{m\,пч.\,вх}}, \tag{2-128}$$

где a — коэффициент запаса усиления, необходимый для учета снижения усилительных свойств транзисторов в процессе эксплуатации и возможных потерь усиления за счет включения регуляторов усиления и полосы пропускания. Этот коэффициент достаточно брать равным 2—4.

Для каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты следует выбирать наиболее дешевые и экономичные транзисторы, предельная частота ($f_{гр}$) которых в 5—10 раз выше промежуточной частоты. Из равноценных с указанных точек зрения предпочтительнее будут те, у которых выше коэффициент устойчивого усиления, что позволит иметь меньшее число каскадов и повысит надежность работы приемника.

При одинаковых селективных системах тракта и однократном преобразовании частоты поставленная задача решается следующим образом. В радиовещательных, связных и других близких к ним по характеристикам относительно узкополосных приемниках наибольшее усиление каскада тракта промежуточной частоты, как правило, равно

устойчивому коэффициенту усиления. Промежуточная частота обычно бывает значительно меньше максимальной рабочей частоты приемника. Поэтому в преобразователе частоты применяют более высокочастотные транзисторы, чем в каскадах усилителя напряжения промежуточной частоты. Крутизна преобразования транзистора $Y_{21пр}$ составляет не менее 0,25—0,4 его проводимости прямой передачи Y_{21} [5]. Если для обеспечения селективности требуется $n_{пр}$ систем, то число каскадов в усилителе напряжения промежуточной частоты будет $N_{пр} = n_{пр} - 1$ (одна селективная система служит нагрузкой преобразователя частоты). Пусть коэффициент устойчивого усиления транзистора на промежуточной частоте $K_{0уст}$. Тогда общее усиление тракта промежуточной частоты (от входа преобразователя частоты до входа детектора) определится уравнением

$$K_{0пр} = (0,25 \div 0,4)\frac{Y_{21пч}}{Y_{21пр}} q^{p} K_{0уст}^{N_{пр}+1}, \qquad (2\text{-}129)$$

где $Y_{21пч}$ и $Y_{21пр}$ — проводимости прямой передачи транзисторов преобразователя частоты и каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты; q — коэффициент ослабления сигнала ФСС на средней частоте; p — число используемых в тракте промежуточной частоты ФСС. Проводимость $Y_{21пч}$ берется для транзистора преобразователя частоты на максимальной рабочей частоте приемника.

Приравнивая правые части уравнений (2-128) и (2-129), получаем формулу для расчета числа каскадов в усилителе напряжения промежуточной частоты, которое необходимо для обеспечения требуемого усиления:

$$N_{пр} \geqslant \frac{\lg (2,5 \div 4)\dfrac{Y_{21пр}K_{0пр}}{q^{p}Y_{21пч}}}{\lg K_{0уст}} - 1. \qquad (2\text{-}130)$$

Если получится

$$N_{пр} \leqslant n_{пр} - 1, \qquad (2\text{-}131)$$

то при выбранном типе транзистора для обеспечения требуемого усиления в тракте промежуточной частоты числа каскадов $N_{пр}$ будет достаточно. В тех случаях, когда окажется, что $N_{пр} \leqslant n_{пр} - 2$ или даже $N_{пр} \leqslant n_{пр} - 3$, число необходимых систем будет на 1 или 2 больше требуемого числа каскадов из условия нужного усиления. При отмеченных условиях может оказаться целесообразным применение варианта с более сложными селективными системами при меньшем их количестве (например, варианта «б» вместо варианта «а» или варианта «в» вместо «а» из примера 2-23). Это уменьшит число каскадов в приемнике. При невыполнении неравенства (2-131) следует взять транзистор с более высоким коэффициентом устойчивого усиления, добиваясь выполнения неравенства с превышением правой части над левой в пределах единицы (естественно, что число $N_{пр}$ может быть только целым), или добавить недостающее число каскадов, выполненных по резистивной схеме.

Пример 2-25. Выбрать типы транзисторов и число каскадов в тракте промежуточной частоты переносного приемника I класса для поддиапазонов I—II, считая, что его радиотракт выполнен по вариантам 7 (см. табл. 2-11) и 2 (см. табл. 2-13), низкочастотный тракт по варианту примеров 2-4 и 2-5, детектор — по варианту примера 2-24, а селективные системы тракта промежуточной частоты соответствуют примеру 2-21.

Вариант	Транзистор		П402	П403
1	Число каскадов	расчетное	2,96—3,13	3,1—3,45
		конструктивное	3	4
2	Число каскадов	расчетное	2,7—2,9	2,8—2,97
		конструктивное	3	3
3	Число каскадов	расчетное	2,5—2,7	2,6—2,8
		конструктивное	3	3

В примере 2-20 промежуточная частота равна 465 кГц, а в качестве селективных систем тракта промежуточной частоты выбраны два четырехзвенных ФСС. В примере 2-6 показано, что для обеспечения требуемых полосы пропускания и селективности можно использовать два ФСС типа ПФ1П-0,22. Преобразователь частоты в вариантах 7 (см. табл. 2-11) и 2 (см. табл. 2-13) выполнен на транзисторе ГТ308В (на максимальной рабочей частоте Y_{21} = 0,031 См). По данным примера 2-24 амплитуда входного сигнала детектора должна быть не менее 0,6 В. Для принятых вариантов радиотракта минимальный входной сигнал преобразователя частоты составляет 382 мкВ.

Приняв коэффициент запаса усиления равным 3, по формуле (2-128) вычисляем минимально необходимый коэффициент усиления тракта промежуточной частоты $K_{0пр} = 3 \cdot 0{,}6/(0{,}000382) = 4710$. Начнем расчеты с определения характеристик при использовании транзистора П402. Его параметры для частоты 465 кГц: $Y_{21} = 0{,}03$; $C_{12} = 6$пФ; $g_{11} = 0{,}7$ мСм; $g_{22} = 7$ мкСм. По формуле (2-66) вычисляем коэффициент устойчивого усиления $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2\,(1-0{,}9)\,0{,}03}{6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 6 \cdot 10^{-12}}} = 18{,}5$. По неравенству (2-130) определяем число необходимых каскадов в усилителе напряжения промежуточной частоты

$$N_{пр} \geqslant \frac{\lg\,(2{,}5 \div 4)\,0{,}03 \cdot 4710/0{,}33^2 \cdot 0{,}031}{\lg 18{,}5} - 1 = 2{,}96 - 3{,}13.$$

Таким образом, можно иметь три каскада: один с ФСС и два резистивных. Но чтобы можно было применить последовательный детектор, в последнем каскаде усилителя напряжения промежуточной частоты необходимо взять нагрузку из двух связанных контуров. Их полоса пропускания должна быть в 1,3—1,5 раза шире полосы пропускания приемника, чтобы эти контуры не влияли на формирование полосы про-

Таблица 2-16

П416	ГТ310Б	ГТ308В	Система
3,05—3,18	2,8—2,96	2,01—2,09	Два ПФ1П—0,22
4	3	2	
2,75—2,92	2,5—2,7	1,8—1,9	Один ПФ1П—2 и два связанных контура
3	3	2	
2,5—2,7	2,3—2,4	1,6—1,7	Один ПФ1П—0,22 и два связанных контура
3	3	2	

пускания приемника. Результаты аналогичных расчетов для других, более высокочастотных транзисторов приведены в табл. 2-16.

Но можно использовать пару связанных контуров последнего каскада для улучшения селективности по соседнему каналу и попытаться исключить из тракта промежуточной частоты один ФСС. Так, ФСС типа ПФ1П-2 обеспечивает ослабление при расстройке ±10 кГц 40 дБ и полосу пропускания до 12,5 кГц, если подобрать самый широкополосный фильтр. Возьмем одну пару связанных контуров при критической связи с полосой пропускания 12 кГц. Для этого согласно табл. 2-12 $\psi_2(1) = 0,71$ и по формуле (2-100) эквивалентное затухание контуров должно быть $\delta_{э.пр} = 12 \cdot 10^3 \cdot 0,71/465\,000 = 0,0185$. Для относительной расстройки $\xi_d = (2 \cdot 10)/12 = 1,7\ \xi_п$ по штриховой кривой *1* на рис. 2-14 получим ослабление $d_{\xi_d} = 3$ или 9,5 дБ, что позволяет получить общее ослабление при расстройке ±10 кГц — 49,5 дБ, т. е. больше требуемых от приемника 46 дБ. В этом варианте число необходимых каскадов при транзисторе П402 согласно неравенству (2-130) должно быть $N_{пр} \geqslant$ $\geqslant \dfrac{\lg(2,5 \div 4)\,0,03 \cdot 4710/(0,25 \cdot 0,031)}{\lg 18,5} - 1 = 2,7 - 2,9$, т. е. следует также применять три каскада.

Результаты аналогичных расчетов для других типов транзисторов приведены в табл. 2-16 (вариант 2). Анализ данных табл. 2-16 показывает, что вариант 2 селективных систем тракта промежуточной частоты позволяет при транзисторах П403 и П416 иметь также три каскада, как в варианте 1 для транзисторов П402, ГТ310Б.

Если в радиотракте применить транзистор ГТ313Б (вариант 9 табл. 2-11 и вариант 3 табл. 2-13), минимальный входной сигнал преобразователя частоты будет 700 мкВ. Согласно равенству (2-128) получим $K_{0\,пр} = 3 \cdot 0,6/0,0007 = 2570$. Этому случаю соответствует вариант 3 табл. 2-16. По числу необходимых каскадов он полностью адекватен

варианту 2, но требует применения в радиотракте более дорогого типа транзистора, почему его применение не целесообразно.

Построив каскады усилителя напряжения промежуточной частоты по схеме с ОБ на транзисторе П402, согласно формуле (2-93) получим $K_{0уст} = \frac{2(1-0,9)\,0,03}{6,28\cdot 465\,000\cdot 14\cdot 10^{-12}} = 150$. Для схемы с ОБ $g_{11\,ОБ} \approx Y_{21} + g_{11} = 0,03 + 0,0007 = 0,0307$ См. По равенству (2-68) при $\delta = 0,01$ получаем $K_{0\,max} = \frac{0,5\cdot 0,03}{\sqrt{7\cdot 10^{-6}\cdot 0,0307}}\left(1 - \frac{0,01}{0,021}\right) = 17$.

Это меньше, чем $K_{0уст}$ при схеме с ОЭ. Поэтому схему с ОБ применять нецелесообразно, а следует остановиться на варианте 2 с тремя каскадами усилителя напряжения промежуточной частоты на транзисторе П402 (как более дешевых по сравнению с другими) или на варианте 2 с двумя каскадами на транзисторах ГТ308В. Окончательное решение следует принять после выбора типа транзисторов и числа каскадов для тракта промежуточной частоты при приеме ЧМС (см. пример 2-31).

2-9. Проверка осуществимости регулировок

Основными характеристиками системы АРУ являются допустимое изменение выходного напряжения

$$B = U_{вых\,max}/U_{вых\,min} \qquad (2\text{-}132)$$

при заданном диапазоне амплитуд входного сигнала

$$D = E_{A\,max}/E_{A0}. \qquad (2\text{-}133)$$

В большинстве современных приемников применяется задержанная АРУ. Для нее напряжение задержки выбирается так, чтобы до значения $U_{вых\,min}$, соответствующего чувствительности приемника E_{A0}, система АРУ не действовала. В этом случае максимальное регулирующее напряжение будет:

$$U_{р\,max} = K_д U_{вых\,min} B, \qquad (2\text{-}134)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи выпрямителя АРУ.

Для хорошей работы системы АРУ транзисторных приемников достаточно иметь напряжение задержки 0,5—1 В, а для ламповых приемников — 5—10 В. При таких значениях максимального регулирующего напряжения глубина регулирования усиления одного каскада

$$Г_к = K_{0\,max}/K_{0\,min} \qquad (2\text{-}135)$$

обычно бывает не менее 5—10.

Согласно уравнениям (2-132) и (2-133) глубина регулирования всего приемника определяется формулой

$$Г = Г_{к1} Г_{к2} \ldots Г_{кn} = K_{max}/K_{min} = (U_{вых\,min}/E_{A0}) : (U_{вых\,max}/E_{A\,max}) = Д/B. \qquad (2\text{-}136)$$

Если полагать глубины регулирования усиления каскадов одинаковыми $Г_{к1} = Г_{к2} = \ldots = Г_{кn} = Г_к$, то для получения необходимых характеристик АРУ число регулируемых каскадов запишется неравен-

ством

$$N_р \geqslant \frac{\lg \frac{Д}{B}}{\lg Г_к}. \qquad (2\text{-}137)$$

Обозначим через $N_{вч}$ число каскадов высокочастотного тракта. Тогда условием осуществимости необходимых характеристик системы АРУ явится выполнение неравенства

$$N_{вч} \geqslant N_р. \qquad (2\text{-}138)$$

Когда $N_{вч}$ на несколько единиц превышает $N_р$, то для уменьшения нелинейных искажений сигнала из управления системой АРУ следует исключать каскады высокочастотного тракта в следующем порядке: преобразователь частоты, последний каскад усилителя напряжения промежуточной частоты, первый каскад усилителя радиосигнала, предпоследний каскад усилителя напряжения промежуточной частоты [5].

Если при задержанной АРУ неравенство (2-138) не выполняется, то следует применить задержанную и усиленную АРУ, для которой глубина регулирования усиления каскада может быть принята равной 8—12. В случае невыполнения неравенства (2-138) для задержанной и усиленной АРУ следует добавить регулировку усиления за счет изменения межкаскадной связи с помощью управляемого системой АРУ диода. Она обеспечивает глубину регулирования до 20—30 дБ на один переход с управляемым диодом [5].

Пример 2-26. *Определить осуществимость работы системы задержанной АРУ для переносного приемника I класса, структурная схема которого определена в примере 2-25.*

Для переносного приемника I класса (ГОСТ 5651—76) характеристики системы АРУ определены следующими значениями: $B = 10$ дБ и $Д = 36$ дБ. Будем считать глубину регулирования каскада равной 7. Необходимое число регулируемых каскадов вычисляем по неравенству (2-137) $N_р \geqslant \frac{\lg \frac{63}{3,16}}{\lg 7} = 1,54$. Следовательно, достаточно регулировать усиление только в двух каскадах из пяти имеющихся в высокочастотном тракте приемника (один каскад усилителя радиосигнала, преобразователь частоты и три каскада усилителя напряжения промежуточной частоты). Поэтому можно ограничиться регулировкой усиления только первых двух каскадов усилителя напряжения промежуточной частоты.

Глубина регулирования ручного регулятора громкости (РРГ) для переносного приемника (ГОСТ 5651—76) должна равняться 50 дБ (318). Такая регулировка вполне осуществима с помощью одного потенциометрического регулятора, включенного в переходную цепочку между детектором и первым каскадом усилителя напряжения модулирующей частоты. Таким образом, все требуемые регулировки для приемника осуществимы.

2-10. Особенности расчета структурной схемы приемника с двойным преобразованием частоты

Выбор и расчет детектора, структурных схем радио- и низкочастотного трактов, а также осуществимости регулировок выполняется по методикам, приведенным ранее. Но при расчете полосы пропускания необходимо учитывать нестабильность частоты обоих гетеродинов.

Если работа гетеродинов независима и частоты колебаний каждого из них не определяют друг друга, то для расчета следует пользоваться формулой

$$П = F_{сп} + 2\sqrt{b_с^2 f_с^2 + b_{г_1}^2 f_{г_1}^2 + b_{г_2}^2 f_{г_2}^2}. \qquad (2\text{-}139)$$

При одинаковой относительной нестабильности частоты обоих гетеродинов ($b_{г1} = b_{г2}$) третье слагаемое под радикалом обычно получается существенно меньше второго, так как частота первого гетеродина, как правило, бывает выше частоты второго гетеродина. В этом случае за счет нестабильности второго гетеродина полоса пропускания приемника расширяется сравнительно мало.

В некоторых типах приемников и, в частности, в связных для обоих гетеродинов используется один общий задающий генератор. При этом частота второго гетеродина, как правило, определяется частотой первой гармоники задающего генератора, а частота первого гетеродина более высокой гармоникой, что позволяет иметь лучшую относительную стабильность частоты первого гетеродина, поскольку задающий генератор работает в более низкочастотном диапазоне. Кроме того, выбирая в одном преобразователе верхнюю, а во втором — нижнюю настройку гетеродина, можно добиться некоторой компенсации отклонения частоты полезной комбинационной составляющей второго преобразователя частоты от промежуточной частоты приемника. Но в приемнике с переменной настройкой первая промежуточная частота тоже будет изменяться в пределах каждого поддиапазона, что, естественно, усложняет тракт первой промежуточной частоты и весь приемник. Построение подобных гетеродинов описано в [3, 4, 40].

Выбор промежуточных частот и селективных схем трактов промежуточной частоты производится в соответствии с материалами § 2-6. Типы транзисторов для обоих трактов берутся с учетом рекомендаций § 2-8, при этом для второго преобразователя частоты берут те же транзисторы, что и в тракте первой промежуточной частоты.

Число каскадов усилителя первой промежуточной частоты обычно принимают равным $N_{пр1} = n_{пр1} - 1$, поскольку одна селективная система служит нагрузкой первого преобразователя частоты. Затем, рассчитав коэффициент устойчивого усиления транзисторов тракта первой промежуточной частоты, по формуле (2-129) находят коэффициент усиления этого тракта. Амплитуда входного сигнала второго преобразователя частоты определяется уравнением

$$U_{mпч2} = U_{mпч1} K_{0пр1}. \qquad (2\text{-}140)$$

Подставляя это значение вместо $U_{m.вх\,пч}$ в формулу (2-128), определяют число каскадов в тракте второй промежуточной частоты по приведенной в § 2-8 методике.

В тех случаях, когда при двойном преобразовании частоты в трактах радиосигнала и первой промежуточной частоты требуется применять большое число (больше 3) сложных селективных систем, может оказаться более целесообразным применить тройное преобразование частоты. Это, как правило, бывает необходимо для приемников дециметровых и более коротких волн при узкополосных сигналах. Первую и третью промежуточные частоты определяют по методике § 2-6, а вторую подбирают так, чтобы в трактах радиосигнала и первой промежуточной частоты можно было использовать минимальное количество и наиболее простых систем, например одиночных колебательных контуров.

Пример 2-27. Выбрать типы транзисторов и число каскадов в трактах первой и второй промежуточных частот связного приемника, диапазон рабочих частот которого определяется табл. 2-1. Считать, что чувствительность приемника 3 мкВ, типы транзисторов радиотракта соответствуют варианту 7 табл. 2-11, а его селективные системы выполнены по варианту 6 и варианту «д» примера 2-23; амплитуда входного напряжения детектора равна 0,6 В, типы систем и значения промежуточных частот соответствуют примеру 2-23 ($f_{пр1}$ = 1,6 МГц и $f_{пр2}$ = = 465 кГц).

В радиотракте должны быть использованы две селективные системы: пара связанных контуров и один одиночный. Одна из них, наиболее селективная, должна служить входной цепью, а вторая — нагрузкой усилителя радиосигнала. Коэффициент передачи двухконтурной входной цепи при прочих равных условиях составляет примерно половину от коэффициента передачи одноконтурной входной цепи [5]. Согласно табл. 2-11 коэффициент передачи одноконтурной входной цепи в варианте 7 равен 0,77, поэтому будем полагать для двухконтурной входной цепи его равным 0,38.

Коэффициент устойчивого усиления транзистора ГТ308В вычисляем по формуле (2-66) на максимальной частоте сигнала (см. табл. 2-1) $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0,9)\,0,03}{6,28\cdot 303\cdot 10^6\cdot 10^{-12}}} = 5,6$. Он и определяет максимальное усиление каскада. Коэффициент передачи напряжения радиотракта находим по уравнению (2-71) $K_{0рс} = 0,38\cdot 5,6 = 2,1$. Амплитуду входного сигнала первого преобразователя частоты вычисляем по формуле (2-80) $U_{m\,пч,\,вх1} = 3\cdot 10^{-6}\cdot 2,1 = 63\cdot 10^{-7}$ В.

Для тракта первой промежуточной частоты следует выбрать транзисторы с предельной частотой более 10—15 МГц. Наиболее подходящими являются транзисторы П402, П403 и П416. Оценим их свойства. Основные характеристики транзистора П402 выписываем из табл. П-1-1 для частоты 1,6 МГц: $f_{гр}$ = 50 МГц; C_{12} = 6 пФ; g_{11} = 830 мкСм; g_{22} = = 16 мкСм; Y_{21} = 0,03 См; $g_{11\,пч}$ = 0,75·0,83 = 0,62 мСм. Коэффициент устойчивого усиления вычисляем по формуле (2-66)

$$K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0,9)\,0,03}{6,28\cdot 16\cdot 10^5\cdot 6\cdot 10^{-12}}} = 10.$$

Селективными системами тракта первой промежуточной частоты должны быть пара связанных и один одиночный колебательные контуры. Их собственное затухание равно 0,015, эквивалентное затухание контуров пары 0,023 и одиночного контура 2·0,023 = 0,046. Связанные контуры используем в качестве нагрузки первого преобразователя частоты, а одиночный — нагрузки каскада усилителя напряжения первой промежуточной частоты. При использовании во втором преобразователе частоты того же транзистора П402 по формуле (2-86) максимальный коэффициент усиления резонансного каскада будет $K_{0\,max\,п} = \dfrac{0,5\cdot 0,03}{\sqrt{0,000016\cdot 0,00062}}\left(1-\dfrac{0,015}{0,046}\right) = 108$; каскад рассчитываем на устойчивое усиление.

Коэффициент усиления тракта первой промежуточной частоты вычисляем по формуле (2-129), взяв численный коэффициент равным 0,3. Но поскольку нагрузкой первого преобразователя частоты служат два связанных контура, то в формулу добавим множитель 0,5, так как усиление каскада с двумя связанными контурами при критической связи

в 2 раза меньше усиления каскада резонансного усилителя при прочих равных условиях, $K_{0пр1} = 0{,}5 \cdot 0{,}3 \cdot 0{,}035 \cdot 10^2/0{,}03 = 17{,}5$. В формулу подставлена проводимость прямой передачи транзистора первого преобразователя частоты ГТ308В (0,035 См). Следовательно, амплитуда сигнала на входе второго преобразователя частоты по формуле (2-140) будет $U_{m\,пч.вх2} = 63 \cdot 10^{-7} \cdot 17{,}5 = 11 \cdot 10^{-5}$ В. Результаты аналогичных расчетов для транзисторов П403 и П416 приведены в табл. 2-17.

Таблица 2-17

Вариант	Транзистор	Усиление каскада			Усиление тракта первой промежуточной частоты	Входное напряжение второго преобразователя частоты, мкВ
		устойчивое	максимальное	принятое в расчете		
1	П402	10	108	10	17,5	110
2	П403	9,1	134	9,1	14,1	89
3	П416	9,4	100	9,4	15	94

Необходимое усиление тракта второй промежуточной частоты вычисляем по формуле (2-128), взяв коэффициент запаса равным 3. Для первого варианта тракта первой промежуточной частоты получим $K_{0пр2} = 3 \cdot 0{,}6/(11 \cdot 10^{-5}) = 16\,300$.

При использовании в тракте второй промежуточной частоты транзисторов П402 устойчивый коэффициент усиления каскада согласно формуле (2-66) $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0{,}9)\,0{,}03}{6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 6 \cdot 10^{-12}}} = 18{,}5$. Селективными системами тракта второй промежуточной частоты приняты два ФСС типа ПФ1П-М. Параметры фильтра выписываем из табл. 2-7: $q = 0{,}25$; $G_{вх} = 835$ мкСм; $G_{вых} = 417$ мкСм. Коэффициент усиления каскада усилителя второй промежуточной частоты с этим фильтром определяется формулой

$$K_0 = p_1 p_2 q Y_{21}/G_{вх}, \qquad (2\text{-}141)$$

где Y_{21} — проводимость прямой передачи транзистора каскада; $G_{вх}$ — входная проводимость ФСС; p_1 и p_2 — коэффициенты включения ФСС в коллекторную цепь транзистора каскада и ко входу следующего каскада; q — коэффициент ослабления сигнала ФСС на средней частоте. Положим $p_1 = p_2 = 1$ (это определяется подбором элементов схемы питания транзисторов с учетом их собственных входной и выходной проводимостей), тогда $K_0 = \dfrac{0{,}03}{0{,}000835} 1 \cdot 1 \cdot 0{,}25 = 9$, что меньше устойчивого коэффициента усиления. Принимаем это значение за расчетное. Коэффициент преобразования второго преобразователя частоты вычисляем по формуле (2-141), заменив в ней Y_{21} на $Y_{21\,пр}$ транзистора второго преобразователя частоты. Для этого обычно пользуются приближенным равенством

$$Y_{21\,пр} \approx (0{,}3 \div 0{,}4)\, Y_{21}. \qquad (2\text{-}142)$$

Взяв численное значение коэффициента равным 0,3, для транзистора П402 получим $Y_{21\,пр} = 0{,}3 \cdot 0{,}03 = 0{,}009$ См. Следовательно, $K_{0пр} = \dfrac{0{,}009}{0{,}000835} 1 \cdot 1 \cdot 0{,}25 = 2{,}7$. Остальные каскады целесообразно выпол-

нить резистивными. Их усиление должно быть $K_{0рез} = K_{0пр2}/(K_0 K_{0пр}) = 16\,300/(9 \cdot 2{,}7) = 670$. Коэффициент усиления такого каскада не должен превышать устойчивый (18,5). Следовательно, необходимо иметь три таких каскада. Результаты аналогичных расчетов для транзисторов П403 и П416 приведены в табл. 2-18. Из нее следует, что применение в обоих трактах промежуточной частоты транзисторов П402 более целесообразно как наиболее дешевых.

Таблица 2-18

Вариант тракта промежуточной частоты		Транзистор	Устойчивый коэффициент усиления	Необходимое усиление тракта второй промежуточной частоты	Коэффициент усиления			Число резистивных каскадов
первой	второй				каскада с ФСС	преобразователя частоты	резистивных каскадов	
1	1	П402	18,5	16 300	9	2,7	670	3
2	1	П402	18,5	20 000	9	2,7	820	3
	2	П403	16,8	20 000	9,3	2,8	720	3
3	1	П402	18,5	19 000	9	2,7	780	3
	3	П416	17,4	19 000	9,3	2,8	730	3

2-11. Особенности расчета структурной схемы приемников ЧМС

Общий подход к выбору и расчету структурной схемы приемника ЧМС сохранился таким же, как и для приемника АМС. В частности, расчет структурных схем высокочастотного и низкочастотного трактов сохраняется таким же. Отличия заключаются в определении ширины спектра сигнала и полосы пропускания высокочастотного тракта и в выборе схемы детектора и ограничителя амплитуды.

1) *Ширина спектра ЧМС* в зависимости от характера сигнала вычисляется по соответствующей формуле (2-48)—(2-51) из табл. 2-5. Подставляя ее значения в уравнение (2-42), находят требуемую ширину полосы пропускания высокочастотного тракта приемника. ЧМС радиовещательных станций, как правило, имеет верхнюю модулирующую частоту до 10—15 кГц, а максимальный индекс модуляции до 5—10. При этих параметрах ширина спектра сигнала в соответствии с формулой (2-51) будет $F_{сп} = 2\,(12 \div 15)\,1000\,(1 + 5 + \sqrt{5}) = (195 - 250) \cdot 10^3$ Гц.

2) *Полоса пропускания* приемника в метровом диапазоне волн определяется в основном шириной спектра сигнала, так как величина радикала в формуле (2-42) обычно оказывается меньше ширины спектра сигнала. При приеме ЧМС нестабильность частоты сигнала и гетеродина

вызывает изменение частоты несущей напряжения промежуточной частоты и приводит к соответствующему влиянию на выходной сигнал детектора, т. е. к появлению нелинейных искажений сигнала. Поэтому в приемниках ЧМС следует обеспечивать хорошую стабильность частоты гетеродина, даже если коэффициент расширения полосы пропускания приемника, определяющийся формулой (2-52), имеет сравнительно малое значение (меньше 1,1—1,2). Для этого стабилизируют напряжение и коллекторный ток транзистора гетеродина, а также выполняют гетеродин по схемам, обеспечивающим лучшую стабильность работы гетеродина, например емкостную или индуктивную трехточку [3, 5, 30, 40].

3) *Детекторы современных приемников ЧМС* чаще всего выполняют по дифференциальной и дробной схемам. Дифференциальный детектор ЧМС обладает меньшими нелинейными искажениями, но перед ним обязательно применение ограничителя амплитуды. Дробный детектор может работать без ограничителя амплитуды. В канале звукового сопровождения современных транзисторов чаще всего применяется дробный детектор. В высококачественных радиовещательных приемниках используют дифференциальный детектор.

Если селективная система детектора ЧМС состоит из двух связанных контуров, как это имеет место в дифференциальном и дробном детекторах, то параметр связи между контурами следует брать от 1,5 до 2,5. При большем параметре связи несколько увеличивается коэффициент передачи детектора, но и существенно возрастают нелинейные искажения. В детекторе с расстроенными контурами относительную расстройку также берут в интервале от 1,5 до 2,5. При больших значениях немного возрастает коэффициент передачи детектора и сильно увеличиваются нелинейные искажения.

Коэффициент передачи детектора ЧМС, равный отношению амплитуды его выходного напряжения $U_{m\Omega}$ к амплитуде сигнала U_{m1} на первичном контуре селективной системы детектора, в первом приближении может быть вычислен по формуле [4, 5]

$$K_{\text{чд}} \approx apK_{\text{д}} \frac{R_{\text{вх. нч}}}{R_{\text{вх. нч}} + R_{\text{ф}}}, \qquad (2\text{-}143)$$

где p — коэффициент включения диодов детектора к колебательному контуру; $K_{\text{д}}$ — коэффициент передачи диодных детекторов, определяющийся графиком *2* на рис. 2-15. Коэффициент a для дифференциального детектора равен 0,23, для детектора с расстроенными контурами — 0,46 и для дробного детектора — 0,046.

а) *Для дифференциального детектора* сопротивление нагрузочных резисторов вычисляют по формуле

$$R_1 = R_2 \leq (0{,}8 \div 1{,}2)\,(R_{\text{ф}} + R_{\text{вх.нч}}), \qquad (2\text{-}144)$$

где $R_{\text{вх. нч}}$ — входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта; $R_{\text{ф}}$ — сопротивление фильтра корректирующей цепочки, включаемой на выходе детектора. Обычно берут $R_{\text{ф}} \approx R_{\text{вх. нч}}$. Коэффициент включения диодов к контуру определяется уравнением

$$p = \sqrt{0{,}5gR_{\text{вх. д}}\,(\delta_э/\delta - 1)}, \qquad (2\text{-}145)$$

где g — активная собственная проводимость вторичного контура; δ и $\delta_э$ — его собственное и эквивалентное затухание; $R_{\text{вх. д}}$ — входное сопротивление диодных детекторов схемы, определяющееся графиком *1* на рис. 2-15. Отметим, что наибольший реализуемый коэффициент

включения согласно схемам дифференциального и дробного детекторов составляет 0,5. Может показаться, что, принимая $p = 0,5$, согласно равенству (2-143) можно увеличить коэффициент передачи детектора. Однако увеличение p сверх значения, определяющегося уравнением (2-145), приведет к существенному возрастанию $\delta_э$ контуров и снизит коэффициент a в формуле (2-143). А это приведет к снижению коэффициента передачи детектора.

Для обеспечения необходимой полосы пропускания селективной системы детектора эквивалентное затухание ее колебательных контуров должно быть

$$\delta_э \geqslant 1{,}5\Pi/(\eta f_{пр}), \qquad (2\text{-}146)$$

где Π — полоса пропускания высокочастотного тракта приемника; η — параметр связи между контурами системы.

Пример 2-28. Вычислить коэффициент передачи дифференциального частотного детектора, если полоса пропускания высокочастотного тракта приемника 250 кГц, промежуточная частота 8,4 МГц, собственное затухание контуров 0,01, эквивалентная емкость контуров 45 пФ, входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта 700 Ом.

Выберем параметр связи между контурами равным 2 и по формуле (2-146) вычислим необходимое $\delta_э \geqslant 1{,}5\cdot 250\,000/(2\cdot 84\cdot 10^5) = 0{,}0224$. Принимаем с некоторым запасом $\delta_э = 0{,}035$. Положим $R_ф = R_{вх.нч}$ и из табл. П-3-1 выберем резистор сопротивлением 750 Ом. Сопротивление нагрузочных резисторов детектора согласно выражению (2-144) должно быть $R_1 = R_2 = 1{,}1\ (750 + 700) = 1600$ Ом. По табл. П-3-1 берем резисторы сопротивлением 1,6 кОм.

Выбираем по табл. П-1-6 диоды Д2Е. Их внутреннее сопротивление равно 100 Ом. По графикам на рис. 2-15 определяем входное сопротивление диодных детекторов схемы $R_{вх.д} = 1200$ Ом и коэффициент передачи $K_д = 0{,}75$. Вычисляем собственную активную проводимость контуров по формуле (2-55) $g = 0{,}01\cdot 6{,}28\cdot 84\cdot 10^5\cdot 45\cdot 10^{-12} = 24\cdot 10^{-6}$ См, а по уравнению (2-145) необходимый коэффициент включения к контуру $p = \sqrt{0{,}5\cdot 24\cdot 10^{-6}\cdot 1200(0{,}035/0{,}01-1)} = 0{,}019$, что меньше максимально реализуемой величины 0,5 и приемлемо. Пользуясь формулой (2-143), определяем коэффициент передачи детектора $K_{ч.д} = 0{,}23\cdot 0{,}19\cdot 0{,}75\cdot 700/(750 + 700) = 0{,}016$.

б) *Для дробного детектора* сопротивление нагрузочных резисторов определяется неравенством (2-144). Эквивалентное затухание контуров должно удовлетворять как неравенству (2-146), так и неравенству

$$\delta_э > (4 \div 5)\,\delta. \qquad (2\text{-}147)$$

Чтобы оно лучше выполнялось, иногда берут предельно осуществимый коэффициент включения $p = 0{,}5$.

Остальные параметры этого детектора выбираются по ранее приведенным формулам.

Пример 2-29. Определить коэффициент передачи дробного детектора по исходным данным примера 2-28.

По формуле (2-147) находим $\delta_э = 5\cdot 0{,}01 = 0{,}05$. Это значение больше, чем требуемое уравнением (2-146) из условия необходимой полосы пропускания, поэтому принимаем его для дальнейших расчетов с некоторым запасом $\delta_э = 0{,}06$. Сопротивление нагрузочных резисторов и диодов сохраняем таким же, как в примере 2-27. Тогда необходимый коэффициент включения определится формулой (2-145) $p = \sqrt{0{,}5\cdot 24\cdot 10^{-6}\cdot 1200\,(0{,}06/0{,}01-1)} = 0{,}268$. Коэффициент передачи

вычисляем из уравнения (2-143) $K_{ч.д} = 0,046 \cdot 0,268 \cdot 0,75 \cdot 700/(750 + 700) = 0,0045$.

4. *Ограничители амплитуды* характеризуются пороговым $U_{пор}$ и выходным $U_{m вых}$ напряжениями (табл. 2-19). Выходное напряжение ограничителя амплитуды является входным для детектора ЧМС. Если коэффициент амплитудной модуляции сигнала помехой обозначить $m_п$, то амплитуда входного сигнала ограничителя амплитуды выбирается по неравенству

$$U_{m0вх} \geqslant \frac{U_{пор}}{1 - m_п}. \tag{2-148}$$

Это напряжение равно выходному напряжению усилителя сигнала промежуточной частоты.

Таблица 2-19

Ограничитель амплитуды	Напряжение, В	
	пороговое	выходное
Транзисторный	$U_{БЭ}$	(0,25—0,4) $E_к$
Диодный	0,03—0,05	0,5—1
Пентодный	1—2	2—5

Как для транзистора, так и для пентода при использовании их в схеме ограничителя амплитуды принимается пониженное напряжение питания коллектора (2—3 В) или анода (20—30 В).

Пример 2-30. Определить амплитуду входного сигнала ограничителя амплитуды на транзисторе П403 или ГТ308В и амплитуду выходного напряжения дифференциального детектора ЧМС. Коэффициент амплитудной модуляции сигнала равен 0,5, а параметры детектора соответствуют примеру 2-28.

Для заданных транзисторов при типовых режимах в ограничителе амплитуды напряжение $U_{БЭ}$ не превышает 0,1—0,2 В. Поэтому согласно табл. 2-19 можно считать пороговое напряжение равным 0,15 В. Амплитуда входного сигнала согласно неравенству (2-148) $U_{m0вх} \geqslant 0,15/(1-0,5) = 0,3$ В. Положим напряжение на коллекторе транзистора равным 2 В. Тогда согласно табл. 2-19 амплитуду выходного напряжения ограничителя амплитуды можно считать $U_{m0 вых} = (0,25 \div 0,4)2 = 0,5 \div 0,8$ В. Для последующих расчетов возьмем меньшее значение 0,5 В. Оно и будет входным для детектора ЧМС. Поскольку коэффициент передачи детектора, рассчитанного в примере 2-28, равен 0,015, то амплитуда выходного сигнала детектора $U_{m\Omega} = U_{m вх} K_д = 0,5 \cdot 0,015 = 0,0075$ В.

2-12. Особенности расчета структурной схемы комбинированных приемников АМС и ЧМС

Для расчета детекторов за общее исходное значение берут амплитуду входного сигнала первого каскада низкочастотного тракта.

Вначале рассчитываются структурные схемы радио- и низкочастотных трактов по методикам § 2-1 — 2-5 и 2-7. После этого раздельно вы-

бираются значения промежуточной частоты, типы и количество селективных систем тракта промежуточной частоты для АМС и ЧМС. С целью исключения коммутации в тракте промежуточной частоты при переходе с одного сигнала на другой их число для ЧМС должно быть на единицу больше, чем для АМС, так как в комбинированных приемниках ПЧ для АМС при приеме ЧМС работает в режиме усиления напряжения промежуточной частоты. Число каскадов с селективными системами на обе промежуточные частоты будет одинаково, а остальные каскады могут быть резистивными.

Затем выбирается тип транзистора и количество необходимых каскадов из условия обеспечения необходимого усиления ЧМС, так как для него требуется более высокая промежуточная частота и устойчивый коэффициент усиления этих каскадов будет меньше, чем для АМС. Затем проверяется обеспечение нужного усиления с выбранным числом каскадов при приеме АМС. Если проверка дает положительный результат, то число каскадов тракта промежуточной частоты считается окончательно выбранным. В противном случае добавляют соответствующее число резистивных каскадов.

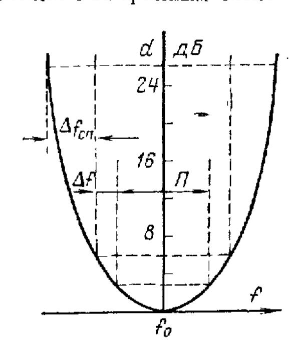


Рис. 2-17.

Пример 2-31. Выбрать типы транзисторов и число каскадов в комбинированном тракте промежуточной частоты переносного приемника I класса для приема АМС и ЧМС. При приеме ЧМС радиотракт приемника соответствует варианту 3 (см. табл. 2-9), а для приема АМС — варианту 7 (см. табл. 2-11). Детектор АМС характеризуется данными примера 2-24, ограничитель амплитуды и детектор ЧМС — данными примеров 2-30 и 2-28. Тракт промежуточной частоты для приема АМС считаем соответствующим варианту 2 (см. табл. 2-16).

Полоса пропускания высокочастотного тракта ЧМС выбрана в примере 2-6 равной 180 кГц, а промежуточная частота 8,4 МГц. Селективность тракта приема ЧМС определена ГОСТ усредненной крутизной спада боковых ветвей характеристики селективности 0,2 дБ/кГц в пределах ослаблений от 6 до 26 дБ. Спад кривой селективности между этими уровнями должен происходить в интервале частот $\Delta f_{сп} = 100$ кГц (рис. 2-17). Но в интервале ослаблений от 3 до 6 дБ крутизна спада кривой не задана. Если проанализировать кривые на рис. 2-14, то можно считать крутизну спада в этом интервале в 2—3 раза меньшей, чем в интервале ослаблений 6—26 дБ. Положим эту крутизну равной 0,08 дБ/кГц и получим интервал частот $\Delta f = 3/0,08 = 37,5$ кГц. Согласно рис. 2-17 и формуле (2-111) ослаблению 26 дБ (20) будет соответствовать коэффициент прямоугольности $K_{п20} = [П + 2(\Delta f_{сп} + \Delta f)]/П = [180 + 2(100 + 37,5)]/180 = 2,5$. Анализ кривых на рис. 2-14 показывает, что $K_п$ можно получить при одном четырехконтурном ФСС или при трех парах связанных контуров. Эти системы целесообразно включать в первые каскады тракта ЧМС. В остальных каскадах тракта с селективными системами можно использовать одиночные контуры, как более простые в изготовлении и настройке. Основными селективными системами в тракте промежуточной частоты при приеме ЧМС выбираем три пары связанных контуров.

Согласно табл. 2-9 при варианте 3 для приема ЧМС входной сигнал преобразователя частоты равен 15 мкВ, а входной сигнал ограничителя амплитуды на транзисторе ГТ308В из примера 2-30 должен быть больше 0,3 В. Минимальный коэффициент усиления тракта промежуточной частоты вычисляем по формуле (2-128), приняв коэффициент запаса усиления равным 3, $K_{0\,пр} = (3 \cdot 0{,}3)/(15 \cdot 10^{-6}) = 60\,000$. Определим число каскадов при использовании транзисторов П403. Их параметры при $I_К = 1$ мА и $U_{КЭ} = 5$ В для частоты 8,4 МГц: $Y_{21} = 0{,}031$ См; $C_{12} = 7{,}5$ пФ; $C_{22} = 10$ пФ; $g_{11} = 0{,}0028$ См; $C_{11} = 117$ пФ; $g_{22} = 40$ мкСм. Вычислим по формуле (2-66)

$K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0{,}9)\,0{,}031}{6{,}28 \cdot 84 \cdot 10^5 \cdot 75 \cdot 10^{-13}}} = 3{,}96$. Находим по формуле

$$\delta_э = \frac{\Pi \psi_3(n)}{f_{пр}}. \qquad (2\text{-}149)$$

Из табл. 2-12 $\psi_3(3) = 0{,}98$. Следовательно, $\delta_{э.чмс} = \dfrac{0{,}18 \cdot 0{,}98}{8{,}4} \leqslant 0{,}021$. Собственное затухание контуров положим равным 0,01. По формуле (2-86) $K_{0\,max} = \dfrac{0{,}5 \cdot 0{,}031}{\sqrt{0{,}0028 \cdot 0{,}00004}}\left(1 - \dfrac{0{,}01}{0{,}021}\right) = 76$ и расчет ведем на устойчивый коэффициент усиления.

При приеме ЧМС ПЧ тракта АМС работает как усилитель сигнала промежуточной частоты и формула (2-129) должна быть записана так:

$$K'_{0пр} = (0{,}25 \div 0{,}4)\,\frac{Y_{21пч}}{Y_{21пр}}\,\frac{Y_{21пч.амс}}{Y_{21пр}}\,q^p K_{0уст}^{N_{пр}+2}, \qquad (2\text{-}150)$$

где $Y_{21\,пч.амс}$ — проводимость прямой передачи транзистора преобразователя частоты тракта АМС (ГТ308В). Число каскадов тракта промежуточной частоты определяется формулой

$$N_{пр} \geqslant \frac{\lg (2{,}5 \div 4)\,\dfrac{Y_{21пр}}{q^p Y_{21пч}}\,\dfrac{Y_{21пр}}{Y_{21пч.амс}}\,K'_{0пр}}{\lg K_{0уст}} - 2. \qquad (2\text{-}151)$$

При выбранном транзисторе получим:

$$N_{пр} \geqslant \frac{\lg (2{,}5 \div 4)\,\dfrac{0{,}031}{0{,}035}\,\dfrac{0{,}031}{0{,}035}\,60\,000}{\lg 3{,}96} - 2 = 6{,}5 \div 6{,}8.$$

Результаты аналогичных расчетов для других типов транзисторов приведены в табл. 2-20.

Для усилителя с ОБ устойчивый коэффициент усиления каскада определяется формулой (2-93). При транзисторе П403 $K_{0уст.об} = \dfrac{2(1-0{,}9)\,0{,}031}{6{,}28 \cdot 84 \cdot 10^5 \cdot 10^{-11}} = 11{,}8$. По уравнению (2-94) получаем $g_{вх.\,об} = |0{,}031| + 0{,}0028 = 0{,}0338$ См и из равенства (2-86) находим

$$K_{0\,max} = \frac{0{,}5 \cdot 0{,}031}{0{,}0338 \cdot 0{,}00004}\left(1 - \frac{0{,}01}{0{,}021}\right) = 6{,}95.$$

В формулу (2-151) следует подставлять максимально достижимый коэффициент усиления. При этом получим $N_{пр} \geqslant 4{,}1 \div 4{,}3$. Результаты расчетов для других типов транзисторов приведены в табл. 2-20.

Таблица 2-20

Транзистор			П403	П416	ГТ310Б	ГТ308В
С ОЭ	Число каскадов	расчетное	6,5—6,8	6,3—6,6	5,1—5,4	2,9—3,1
		конструктивное	7	7	6	3
С ОБ	Число каскадов	расчетное	4,1—4,3	3,8—4,1	3,7—3,9	5,8—6,1
		конструктивное	5	4	4	6
Каскодная	Число каскадов	расчетное	2,8—3	2,6—2,8	3,1—3,3	1,6—1,7
		конструктивное	3	3	4	2

Использование каскадной схемы дает коэффициент устойчивого усиления каскада, равный коэффициенту усиления каскада с ОБ, и максимально осуществимый коэффициент усиления, равный такому же коэффициенту усиления каскада с ОЭ [3, 5]. Подставляя в формулу (2-151) меньшее из этих значений, получаем $N_{пр} \geqslant 2,8 \div 3$.

Проанализируем данные табл. 2-20. Для рассмотренных типов транзисторов (кроме ГТ308В) схема с ОБ обеспечивает необходимое усиление при меньшем числе каскадов по сравнению со схемой с ОЭ, а для транзистора ГТ308В — наоборот. При использовании транзисторов П403, П416, ГТ310Б и ГТ308В необходимое усиление в тракте промежуточной частоты получается при наименьшем числе транзисторов соответственно 5, 4, 4 и 3. Каскодная схема требует большего числа транзисторов, чем лучшие варианты со схемами с ОБ или ОЭ.

Из варианта 2 (см. табл. 2-16) следует, что для приема АМС при транзисторе ГТ308В в тракте промежуточной частоты требуются лишь два каскада, а при других рассмотренных типах транзисторов — три. Следовательно, транзистор ГТ308В обеспечивает необходимое усиление тракта промежуточной частоты при минимальном числе каскадов, поэтому целесообразно применять в комбинированном тракте промежуточной частоты для приема ЧМС и АМС транзисторы ГТ308В. Резонансное сопротивление колебательного контура определяется уравнением

$$R_{0э} = 1/(\delta_э \omega_{пр} C_э). \qquad (2\text{-}152)$$

Для получения оптимальных параметров контура его эквивалентная емкость должна выбираться из равенства

$$C_э \approx 0,0003/f_{пр}. \qquad (2\text{-}153)$$

Для тракта ЧМС получим $C_{э.чмс} = 0,0003/8\,400\,000 = 36 \cdot 10^{-12}$ Ф, что конструктивно осуществимо. По формуле (2-152) находим $R_{0э.чм} = 1/(0,021 \cdot 6,28 \cdot 84 \cdot 10^6 \cdot 36 \cdot 10^{-12}) = 24\,400$ Ом.

Сопротивление параллельного контура при расстройке определяется уравнением

$$R_\xi = R_{0э}/(1+\xi^2)^{0,5}. \qquad (2\text{-}154)$$

Обобщенную расстройку для промежуточной частоты АМС вычисляем по формуле (2-64)

$$\xi_{амс} = \frac{1}{0,021}\left|\frac{8\,400\,000-(8\,400\,000-465\,000)}{8\,400\,000} - \right.$$
$$\left. - \frac{8\,400\,000}{8\,400\,000-(8\,400\,000-465\,000)}\right| = 860.$$

По равенству (2-154) получаем

$$R_\xi = 24\,400/(1+860)^{0,5} = 28,4 \text{ Ом}.$$

Эквивалентная емкость контуров промежуточной частоты АМС по формуле (2-153) будет $C_{э.ам} = 0,0003/465\,000 = 65\cdot10^{-11}$ Ф, что осуществимо. В тракте промежуточной частоты АМС всего одна пара связанных контуров при критической связи с полосой пропускания 12 кГц (см. пример 2-25). Из табл. 2-12 находим $\psi_3(1) = 0,71$ и по формуле (2-149) вычислим $\delta_{э.ам} = 12\,000\cdot0,71/465\,000 = 0,0184$. Это конструктивно реализуемо. Из (2-152) $R_{0э} = 1/(0,0184\cdot6,28\times$ $\times\,465\,000\cdot65\cdot10^{-11}) = 28\,500$ Ом. Из (2-64) вычисляем обобщенную расстройку для промежуточной частоты тракта ЧМС

$$\xi_{чмс} = \frac{1}{0,0184}\left|\frac{465\,000-(8\,400\,000-465\,000)}{465\,000} - \right.$$
$$\left. - \frac{465\,000}{465\,000-(8\,400\,000-465\,000)}\right| = 980.$$

По формуле (2-154) получаем $R_\xi = 28\,500/(1+980^2)^{0,5} =$ $= 29$ Ом. Сопротивление контура тракта АМС на промежуточной частоте тракта ЧМС составляет всего $29/24\,400 = 0,0012$ резонансного сопротивления контуров тракта ЧМС, а сопротивление контура тракта ЧМС на промежуточной частоте тракта АМС $28,4/28\,500 = 0,001$ резонансного сопротивления контуров тракта АМС. При последовательном включении этих контуров в коллекторную цепь транзистора влияние контура тракта АМС на усиление каскада в тракте ЧМС и наоборот практически будет ничтожно малым. Следовательно, возможно построение комбинированного тракта промежуточной частоты без дополнительной коммутации контуров при переходе с приема АМС на ЧМС и обратно.

Глава третья

РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

3-1. Исходные данные и задачи расчета

Из общих характеристик приемника исходными данными для расчета выходного каскада являются низшая $F_н$ и высшая $F_в$ частоты модуляции принимаемых сигналов и напряжение источника питания E_0. В расчете структурной схемы низкочастотного тракта (см. § 2-3) определяются следующие исходные данные: номинальная выходная мощ-

ность $P_{вых.н}$, сопротивление нагрузки $R_н$, максимально допустимые коэффициенты гармоник $k_г$ и коэффициенты амплитудно-частотных искажений $M_н$ и $M_в$. Кроме того, в расчете структурной схемы выбирается схема каскада, тип транзисторов, исходный режим их работы и определяются параметры входного сигнала ($P_{вх}$, $U_{m\,вх}$, $I_{m\,вх}$) и входное сопротивление каскада $R_{вх}$.

В процессе расчета каскада необходимо выполнить конструктивный расчет выходного трансформатора; уточнить рабочий режим транзисторов и входные параметры каскада; рассчитать сопротивления резисторов и емкостей конденсаторов схемы и выбрать стандартные типы всех резисторов и конденсаторов; составить принципиальную схему каскада и спецификацию к ней.

3-2. Расчет однотактного трансформаторного каскада

1. *Выбранный режим работы транзистора* уточняется в том случае, когда коэффициент гармоник вычислялся без использования проходной характеристики. В этом случае, пользуясь входными и выходными характеристиками, необходимо построить проходную характеристику транзистора.

При наличии семейства входных характеристик построение проходной достаточно подробно описано в [1, 4]. Однако в справочниках для маломощных транзисторов обычно приводят лишь две входные характеристики для напряжений $U_{КЭ} = 0$ и типового значения этого напряжения (см. рис. 2-2, *а*). В этом случае с допустимым приближением проходную характеристику можно построить, пользуясь следующей методикой. Для одной из точек нагрузочной линии на семействе выходных характеристик определяют значение коллекторного и базового токов и коллекторного напряжения. Так, для точки *Д* нагрузочной линии *2* рис. 2-1 $I_{КД} = 12$ мА, $I_{БД} = 165$ мкА и $U_{КЭ} = 8{,}3$ В. По полученным параметрам переносят точку *Д* на входную характеристику, напряжение $U_{КЭ}$ для которой наиболее близко к рабочему напряжению, т. е. на характеристику с $U_{КЭ} = 5$ В (см. рис. 2-2, *а*). Точка *Д* на рис. 2-2, *а* соответствует $U_{БЭ} = 0{,}2$ В и $I_{БД} = 165$ мкА, Затем по формуле

$$U_{вх} = U_{БЭ} + I_Б R_с \tag{3-1}$$

вычисляют входное напряжение каскада с ОЭ, соответствующее коллекторному току рассматриваемой точки *Д*. В формуле $R_с$ — сопротивление источника сигнала для каскада, в котором используется рассматриваемый транзистор. Нагрузочная линия *2* на рис. 2-1 соответствует примеру 2-3, в котором произведен расчет однотактного выходного каскада. В нем было принято $R_с = 1380$ Ом. Тогда по формуле (3-1) получаем $U_{вх\,Д} = 0{,}2 + 0{,}000165 \cdot 1380 = 0{,}428$ В. Аналогичные расчеты для других точек нагрузочной линии дают значения $U_{вх\,Б} = 1{,}26$ В ($I_{К\,Б} = 41$ мА), $U_{вх\,Г} = 0{,}92$ В ($I_{К\,Г} = 31$ мА), $U_{вх\,А} = 0{,}64$ В ($I_{К\,А} = 21$ мА) и $U_{вх\,В} = 0{,}135$ В ($I_{К\,В} = 3$ мА). По полученным значениям строят проходную характеристику каскада в координатной системе (см. рис. 2-2, *б*).

Амплитуда входного сигнала каскада определяется уравнением

$$U_{m\,вх} = 0{,}5\,(U_{вх\,Б} - U_{вх\,В}), \tag{3-2}$$

а соответствующее ей положение рабочей точки A' — входным напряжением

$$U_{вх\,A'} = U_{вх\,B} + U_{m\,вх}. \quad (3\text{-}3)$$

Для определения коэффициента гармоник методом пяти ординат по проходной характеристике определяют значения коллекторного тока I_1 — I_5 для значений входного напряжения

$$U_1 = U_{вх\,B};\ U_2 = U_{вх\,B} + 0{,}5U_{m\,вх};\ U_3 = U_{вх\,B} + U_{m\,вх};\ U_4 = U_{вх\,B} + 1{,}5U_{m\,вх}\ \text{и}\ U_5 = U_{вх\,B} + 2U_{m\,вх}. \quad (3\text{-}4)$$

По полученным значениям токов вычисляют гармоники коллекторного тока, пользуясь формулами:

$$I_{m\,К1} = 0{,}33\,(I_5 + I_4 - I_2 - I_1);\quad I_{m\,К2} = 0{,}25\,(I_5 + I_1) - 0{,}5I_3;$$
$$I_{m\,К3} = 0{,}167\,(I_5 - I_1) - 0{,}33\,(I_4 - I_2);$$
$$I_{m\,К4} = 0{,}083\,(I_5 + I_1) - 0{,}33\,(I_4 + I_2) + 0{,}5I_3. \quad (3\text{-}5)$$

Пересчет режима работы каскада по выходной мощности не требуется, когда вычисленное по формуле (3-5) значение $I_{m\,К1}$ отличается от значения, полученного в расчете структурной схемы приемника, не более чем на 5—10 %. Если отличие больше, то следует произвести пересчет, увеличивая входной сигнал транзистора при меньшем значении $I_{m\,К1}$, и наоборот.

Коэффициент гармоник вычисляют по последней формуле (2-19). Если он удовлетворяет допустимому значению, то режим работы транзистора не уточняют. Если же коэффициент гармоник окажется больше допустимого и отличается от значения, полученного в расчете эквивалентной схемы более чем на 5—10 %, то режим обратной связи пересчитывают в соответствии с методиками § 2-2.

Пример 3-1. Определить правильность предварительного расчета, выполненного в примере 2-3.

Проходная характеристика транзистора, изображенная на рис. 2-2, *б*, соответствует исходным данным примера 2-3. Вычисляем амплитуду входного сигнала по уравнению (3-2) $U_{m\,вх} = 0{,}5\,(1{,}26 - 0{,}135) = 0{,}56$ В. Входное напряжение, соответствующее выбранной рабочей точке, определяем по равенству (3-3) $U_{вх\,A'} = 0{,}135 + 0{,}56 = 0{,}7$ В. Пользуясь формулами (3-4), находим $U_1 = 0{,}135$ В, $U_2 = 0{,}135 + 0{,}5 \cdot 0{,}56 = 0{,}42$ В, $U_3 = 0{,}135 + 0{,}56 = 0{,}7$ В, $U_4 = 0{,}135 + 1{,}5 \cdot 0{,}56 = 0{,}97$ В, $U_5 = 0{,}135 + 2 \cdot 0{,}56 = 1{,}26$ В. Этим напряжениям на характеристике (рис. 2-2, *б*) соответствуют токи: $I_1 = 3$ мА, $I_2 = 11{,}3$ мА, $I_3 = 23{,}3$ мА, $I_4 = 32{,}7$ мА и $I_5 = 41$ мА. По уравнениям (3-5) вычисляем гармоники коллекторного тока транзистора: $I_{m\,К1} = (0{,}33(41 + 32{,}7 - 11{,}3 - 3) = 19{,}8$ мА; $I_{m\,К2} = 0{,}25(41 + 3) - 0{,}5 \cdot 23{,}3 = -0{,}65$ мА; $I_{m\,К3} = 0{,}167\,(41 - 3) - 0{,}33(32{,}7 - 11{,}3) = -0{,}79$ мА; $I_{m\,К4} = 0{,}083(41 + 3) - 0{,}33(32{,}7 + 11{,}3) + 0{,}5 \cdot 23{,}3 = 0{,}65$ мА.

В примере 2-3 первая гармоника коллекторного тока была равна 19 мА, что отличается от более точного значения лишь на 4%. В примере 2-3 амплитуда входного сигнала каскада определена равной 0,61 В, что на 9 % больше точного значения. Поэтому выбор амплитуды входного сигнала 0,56 В можно считать окончательным.

Вычисляем по последней формуле (2-19)

$$k_г=\frac{\sqrt{0{,}65^2+0{,}79^2+0{,}65^2}}{19{,}8}=0{,}061.$$

Это меньше допустимого и меньше, чем было получено в предварительном расчете каскада. Таким образом, пересчета исходного режима транзистора не требуется.

2. *Расчет электрических характеристик выходного трансформатора* начинают с определения допустимых активных сопротивлений его обмоток по формулам:

$$r_1=\frac{R_к}{2\eta_{тр}}(1-\eta_{тр}); \tag{3-6}$$

$$r_2=\frac{R_н}{2\eta_{тр}}(1-\eta_{тр}). \tag{3-7}$$

Минимально допустимая индуктивность первичной обмотки трансформатора должна удовлетворять неравенству

$$L_1\geqslant\frac{R_к\eta_{тр}(R_н+r_2)}{2\pi F_н R_н\sqrt{M_н^2-1}} \tag{3-8}$$

Допустимая индуктивность рассеяния определяется неравенством

$$L_S\leqslant\frac{(R_{22}+R_к)\sqrt{M_{в.\,тр}^2-1}}{2\pi F_в}. \tag{3-9}$$

В приведенных формулах $R_к$ — сопротивление нагрузки транзистора, определяющееся наклоном нагрузочной линии на поле выходных характеристик (линия *2* на рис. 2-1); $R_н$ — нагрузочное сопротивление каскада (например, сопротивление громкоговорителя);

$$R_{22}=\Delta U_К/\Delta I_К \tag{3-10}$$

— выходное сопротивление транзистора каскада в исходной рабочей точке, определяемое наклоном выходной характеристики в рабочей точке;

$$M_{в.\,тр}=M_{в.\,вых}/M_{в.\,т} \tag{3-11}$$

— коэффициент амплитудно-частотных искажений, допустимый для трансформатора на верхней частоте усиливаемого сигнала; $M_{в.\,вых}$ — допустимый коэффициент амплитудно-частотных искажений каскада; $M_{в.\,т}$ — коэффициент амплитудно-частотных искажений, вносимый транзистором, определяющийся формулой (2-20).

Минимальный коэффициент рассеяния трансформатора

$$k_S=L_S/L_1 \tag{3-12}$$

при типовой конструкции составляет обычно 0,005—0,02. Если окажется, что он меньше, то следует взять его равным 0,01 и определить из уравнения (3-12) соответствующее ему минимально осуществимое значение L_S. Затем, взяв в (3-9) знак равенства, вычислить $M_{в.\,тр}$. После этого проверяют выполнение неравенства

$$M_{в.\,вых}\leqslant M_{в.\,т}M_{в.\,тр}. \tag{3-13}$$

Если оно выполняется, то амплитудно-частотные искажения в каскаде будут менее допустимых. Если же неравенство (3-13) не выпол-

няется, то по получившемуся $M_{в.вых}$ следует уменьшить коэффициент амплитудно-частотных искажений $M'_{в.нч}$ для других каскадов низкочастотного тракта, пользуясь равенством

$$M'_{в.нч}=0{,}5M_в/M_{в.вых}. \qquad (3\text{-}14)$$

Коэффициент трансформации выходного трансформатора определяется уравнением

$$n=\sqrt{\frac{R_н}{\eta_{тр}R_к}}. \qquad (3\text{-}15)$$

Полные методики конструктивного расчета выходных трансформаторов достаточно подробно описаны в [1, 4, 12].

3. *Расчет элементов схемы каскада* при выбранных режиме работы транзистора и напряжении источника питания $E_{К0}$ наиболее удобно выполнять по следующей методике.

По формуле (3-6) вычисляют максимально допустимое сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора и, пользуясь уравнением

$$U_1=I_{К0}r_1, \qquad (3\text{-}16)$$

находят падение напряжения на первичной обмотке. Вычисляют напряжение на эмиттерном сопротивлении (см. рис. 2-3) по равенству

$$U_{R_э}=E_{К0}-U_1-U_{К0}, \qquad (3\text{-}17)$$

где $U_{К0}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора в рабочей точке. Сопротивление эмиттерного резистора должно быть

$$R_э=\frac{U_{R_э}}{I_{К0}+I_{Б0}}. \qquad (3\text{-}18)$$

Здесь $I_{К0}$ и $I_{Б0}$ — коллекторный и базовый токи в рабочей точке. Емкость конденсатора, шунтирующего эмиттерный резистор, определяется неравенством

$$C_э\geqslant(10\div 20)/(F_нR_э). \qquad (3\text{-}19)$$

При напряжении $U_{БЭ0}$ в рабочей точке напряжение на резисторе $R'_б$ должно удовлетворять уравнению

$$U_{R'_б}=U_{R_э}+U_{БЭ0}, \qquad (3\text{-}20)$$

Ток через делитель напряжения из резисторов $R'_б$ и $R''_б$ выбирают из условия

$$I_п=(5\div 10)\,I_{Б0}. \qquad (3\text{-}21)$$

Чем он больше, тем стабильнее режим работы каскада. Но с увеличением этого тока увеличивается мощность питания каскада и снижается его к. п. д. Сопротивление резисторов делителя напряжения определяется уравнениями:

$$R'_б=U_{R'_б}/I_п; \qquad (3\text{-}22)$$

$$R''_б=\frac{E_{к0}-U_{R'б}}{I_п+I_{Б0}}. \qquad (3\text{-}23)$$

Коэффициент нестабильности коллекторного тока вычисляется по формуле

$$\sigma = \frac{1 + R_э/R'_б + R_э/R''_б}{1 - \alpha_0 + R_э/R'_б + R_э/R''_б}. \qquad (3\text{-}24)$$

Высокая стабильность работы каскада достигается при $\sigma = 2 \div 5$ и вполне удовлетворительная при $\sigma = 6 \div 12$. При наличии сильной отрицательной обратной связи коэффициент нестабильности можно увеличивать на 40—60 %.

4. *Расчет потребляемых каскадом тока и мощности* от источников питания. Постоянная составляющая коллекторного тока транзистора в режиме класса А определяется уравнением

$$I_{К0} = 0,167\,(I_1 + I_5) + 0,33\,(I_2 + I_4), \qquad (3\text{-}25)$$

а потребляемая мощность — равенством

$$P_0 = E_{К0}\,(I_{К0} + I_п). \qquad (3\text{-}26)$$

Значения токов I_1 — I_5 определяются по проходной характеристике транзистора, как описано ранее.

Пример 3-2. Вычислить электрические характеристики выходного трансформатора и элементов схемы для каскада, рассчитанного в примере 2-3, с учетом уточнений режима, проведенного в примере 3-1.

Максимально допустимые сопротивления обмоток согласно равенств (3-6) и (3-7) будут $r_1 = \frac{247}{2 \cdot 0,65}(1 - 0,65) = 66,5$ Ом и $r_2 = \frac{600}{2 \cdot 0,65}(1 - 0,65) = 161$ Ом. Минимальная индуктивность первичной обмотки определяется неравенством (3-8) $L_1 \geqslant \frac{247 \cdot 0,65\,(600 + 161)}{6,28 \cdot 300 \cdot 600\sqrt{1,58^2 - 1}} = 0,087$ Гн.

Принимая равенство в формуле (3-13), получаем допустимое значение амплитудно-частотных искажений $M_{в.тр} = 1,58/1,015 = 1,56$. По наклону характеристики с $I_Б = 0,3$ мА (см. рис. 2-1), на которой выбрана рабочая точка транзистора, и формуле (3-10) находим $R_{22} = (10 - 2)/(0,022 - 0,021) = 8000$ Ом.

Допустимую индуктивность рассеяния трансформатора вычисляем по (3-9)

$$L_s \leqslant \frac{(8000 + 247)\sqrt{1,56^2 - 1}}{6,28 \cdot 3400} = 0,46 \text{ Гн}.$$

Допустимый коэффициент рассеяния согласно формуле (3-12) $k_s = 0,46/0,087 = 5,3$ и значительно больше конструктивного. Поэтому трансформатор обеспечит амплитудно-частотные искажения на верхней частоте менее допустимых. Необходимое ограничение верхней граничной частоты может быть осуществлено за счет соответствующего выбора параметров цепочки регулятора тембра.

По равенству (3-25) находим $I_{К0} = 0,167\,(3 + 41) + 0,33 \times (11,3 + 32,7) = 22$ мА. Вычисляем падение напряжения на первичной обмотке трансформатора по равенству (3-16) $U_1 = 0,22 \cdot 66,5 = 1,47$ В. Напряжение на эмиттерном резисторе находим из уравнения (3-17) $U_{R_э} = 9 - 1,47 - 6 = 1,53$ В. Сопротивление эмиттерного резистора согласно формуле (3-18) $R_э = 1,53/(0,022 + 0,0003) = 68,5$ Ом. По табл. П-3-1 принимаем резистор 68 Ом. По неравенству (3-19) вы-

числяем емкость конденсатора $C_э \geq \frac{10 \div 20}{200 \cdot 68} = 0{,}0008 \div 0{,}0016$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем емкость конденсатора 1000 мкФ. Согласно рис. 2-2, *а* для исходной рабочей точки транзистора *А* $U_{БЭ_0} = 0{,}235$ В. Следовательно, напряжение на резисторе $R'_б$ по уравнению (3-19) должно быть $U_{R'_б} = 1{,}53 + 0{,}235 = 1{,}765$ В. Положим в равенстве (3-21) численный коэффициент равным 7,5 и $I_п = 7{,}5 \cdot 0{,}3 = 2{,}25$ мА. При этом по формулам (3-22) и (3-23) получим $R'_б = 1{,}765/0{,}00225 = 780$ Ом и $R''_б = (9 - 1{,}765)/[(2{,}25 + 0{,}3) \cdot 10^{-3}] = 2840$ Ом. По табл. П-3-1 принимаем $R'_б = 750$ Ом и $R''_б = 3$ кОм.

Согласно уравнению (3-24) $\sigma = (1 + 68/750 + 68/3000)/(1 - 0{,}985 + 68/750 + 68/3000) = 8{,}7$, что позволяет получить удовлетворительную стабилизацию коллекторного тока. Потребляемую от источника мощность вычисляем по формуле (3-26) $P_0 = 9\,(0{,}022 + 0{,}00225) = 0{,}22$ Вт. Коэффициент полезного действия каскада будет $\eta_к = 0{,}028/0{,}22 = 0{,}13$.

3-3. Расчет двухтактного трансформаторного каскада

1. *Режим работы* транзисторов уточняется так же, как и для однотактного каскада с учетом особенностей работы двухтактного каскада. Кроме того, при использовании режима класса АВ входное сопротивление каскада (между базами транзисторов на рис. 2-7) в 4 раза больше входного сопротивления транзистора

$$R_{вх.\,к} = 4R_{вх.\,т} = 4U_{m\,БЭ}/I_{mБ}. \qquad (3\text{-}27)$$

Полное сопротивление нагрузки каскада, т. е. сопротивление между коллекторами транзисторов (см. рис. 2-7), также в 4 раза больше сопротивления, определяющегося нагрузочной линией для одного транзистора (линией *2* на рис. 2-4)

$$R'_к = 4R_к = 4U_{mк}/I_{mк}. \qquad (3\text{-}28)$$

Сопротивление нагрузки предыдущего каскада в 4 раза больше сопротивления источника сигнала для каждого транзистора, т. е.

$$R'_{с.\,к} = 4R_с, \qquad (3\text{-}29)$$

где $R_с$ определяется формулами (2-17) и (2-16).

2. *Электрические характеристики выходного трансформатора* вычисляются по формулам (3-6) — (3-15) с заменой в них $R_к$ на $R'_к$, определяющееся уравнением (3-28).

3. *Расчет элементов схемы каскада* применительно к рис. 2-7 выполняют по методике, описанной в п. 3 § 3-2. Но при этом следует учитывать, что по эмиттерному сопротивлению протекают эмиттерные и базовые токи обоих транзисторов. По этой же причине в формуле (3-21) следует удваивать численный коэффициент. Согласно рис. 2-7 постоянная составляющая тока каждого транзистора протекает по соответствующей половине первичной обмотки выходного трансформатора. Поэтому в формулу (3-16) следует подставлять половину сопротивления первичной обмотки трансформатора.

4. *Постоянная составляющая коллекторного тока* каждого транзистора для номинальной (т. е. максимальной) выходной мощности

и соответствующая ей максимальная потребляемая от источника мощность вычисляется по уравнениям:

$$I'_{К0}=\frac{1}{\pi}\left[I_{КБ}+I_{КА}(\pi-1)\right] \quad \text{и} \quad P_{0\,max}=E_{к0}\left(2I'_{К0}+I_п\right). \qquad (3\text{-}30)$$

В формулах (3-30) токи $I_{КБ}$ и $I_{КА}$ определяются для точек $Б$ и $А$ нагрузочной линии (см. рис. 2-4).

Согласно ГОСТ 5651—76 потребляемая приемником мощность оценивается для выходной мощности, равной 0,3 номинальной. Для этого определяется ток $I_{КЕ}$, соответствующий этой мощности. Поскольку при заданном нагрузочном сопротивлении мощность сигнала пропорциональна квадрату амплитуды тока, то можно считать $I_{КЕ}\approx$ $\approx\sqrt{0{,}3}\,I_{КБ}$ и

$$I_{К0}=\frac{1}{\pi}\left[I_{КЕ}+I_{КА}(\pi-1)\right];$$

$$P_0=2E_{К0}\left(2I_{К0}+I_п\right). \qquad (3\text{-}31)$$

Пример 3-3. Уточнить режим работы транзисторов, а также рассчитать параметры выходного трансформатора и элементов схемы каскада по исходным данным примера 2-4.

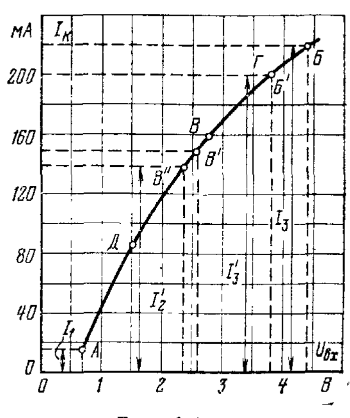


Рис. 3-1.

Строим проходную динамическую характеристику транзистора, пользуясь формулой (3-1). Для точки $Б$ (рис. 2-4) имеем $I_{КБ}$ = 0,22 А, $I_{ББ}$ = 5 мА. По рис. 2-5 для этой же точки определяем $U_{БЭБ}$ = 1,22 В. В примере 2-4 сопротивление источника сигнала для одного транзистора определено равным $R_с$ = 648 Ом. Подставляя полученные значения в формулу (3-1), получаем $U_{вх\,Б}$ = 1,22 + 0,005·648 = 4,46 В. Аналогичные расчеты для точек $А$, $Д$, $В$, $Г$ дают следующие результаты: $U_{вх\,А}$ = 0,7 В ($I_{КА}$ = 15 мА), $U_{вх\,Д}$ = 1,51 В ($I_{КД}$ = 85 мА), $U_{вх\,В}$ = = 2,76 В ($I_{КВ}$ = 157 мА) и $U_{вх\,Г}$ = 3,77 В ($I_{КГ}$ = 0,2 А). На рис. 3-1 построена проходная характеристика при выбранном режиме работы.

Если полагать транзисторы каскада идентичными, то для транзистора второго плеча проходная характеристика будет такой же, но симметрично расположенной относительно отрицательных направлений осей (рис. 3-1), при этом точки $А$ обеих ветвей должны быть совмещены с точкой $А$. Находят входное напряжение каскада и обозначают соответствующую ему на проходной характеристике точку $В$. В данном случае $U_{m\,вх\,В}=0{,}5\,(U_{m\,вх\,Б}-U_{m\,вх\,А})+U_{m\,вх\,А}=0{,}5\,(4{,}46-0{,}7)+0{,}7=$ $=2{,}58$ В.

Гармоники коллекторного тока транзисторов в рассматриваемом режиме работы рассчитываются по формулам [1]:

$$\left.\begin{aligned} &I_{m\,К1}=0{,}667\,(I_2+I_3); \quad I_{m\,К2}=0{,}04I_3; \\ &I_{m\,К3}=0{,}333I_3-0{,}667I_2; \quad I_{m\,К4}=0{,}0134I_3-0{,}0536I_2. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}32)$$

В данном случае $I_1 = 15$ мА, $I_2 = 143$ мА, $I_3 = 220$ мА. Следовательно, $I_{m\,К1} = 0{,}667\,(143 + 220) = 242$ мА. Первая гармоника коллекторного тока оказалась на 18 % больше значения, принятого в предварительном расчете каскада, что увеличит выходную мощность примерно на 30 % против требуемой. Поэтому следует уменьшить амплитуду входного сигнала примерно на 15 %.

Примем максимальное входное напряжение транзистора равным 3,8 В (точка $Б'$ на рис. 3-1), что соответствует амплитуде входного сигнала каскада 3,05 В. Тогда точка $В'$ сместится в точку $В''$, при этом $I_1 = 15$ мА, $I_2 = 128$ мА и $I_3 = 200$ мА. По формулам (3-32) вычисляем $I_{m\,К1} = 0{,}667\,(128 + 200) = 218$ мА. Согласно рис. 2-4 при принятом интервале изменения коллекторного тока амплитуда изменения коллекторного напряжения по аналогии с формулой (2-34) будет $U_{m\,К} = U_{КЭА} - U_{КЭБ} = 8{,}4 - 2{,}0 = 6{,}4$ В. Максимальная мощность сигнала в коллекторной цепи согласно формуле (2-10) будет $P_к = 0{,}5 \times 6{,}4 \cdot 0{,}218 = 0{,}695$ Вт, что лишь на 4 % больше требуемой. Поэтому данный режим принимаем за окончательный. Согласно рис. 2-5 и формуле (2-34) амплитуда входного сигнала транзистора будет $U_{m\,БЭ} = 1{,}18 - 0{,}7 = 0{,}48$ В. Коэффициент усиления напряжения сигнала транзистором вычисляем по формуле (2-36) $K_т = 6{,}4/0{,}48 = 13{,}4$. Высшие гармоники тока согласно равенств (3-32) будут: $I_{m\,К2} = 0{,}04 \times 200 = 8$ мА; $I_{m\,К3} = 0{,}333 \cdot 200 - 0{,}667 \cdot 128 = -18{,}7$ мА; и $I_{m\,К4} = 0{,}0134 \cdot 200 - 0{,}0536 \cdot 128 = -4{,}2$ мА. По последней формуле (2-19) вычисляем коэффициент гармоник $k_г = \sqrt{8^2 + 18{,}7^2 + 4{,}2^2}/218 = 0{,}095$, что больше допустимого. Поэтому необходимо ввести обратную связь и увеличить амплитуду входного сигнала в $a = 0{,}095/0{,}056 = 1{,}69$ раза. Следовательно, амплитуда входного сигнала должна быть $U_{m\,вх.\,о.\,с} = 1{,}69\,U_{m\,вх} = 1{,}69 \cdot 3{,}05 = 5{,}15$ В, что в 1,4 раза меньше, чем было получено в предварительном расчете, и позволяет соответственно уменьшить усиление предыдущих каскадов.

Вычисляем по уравнению (3-27) входное сопротивление оконечного каскада $R_{вх} = 4 \cdot 108 = 432$ Ом и по равенству (3-29) выходное сопротивление предоконечного каскада $R'_с = 4 \cdot 648 = 2592$ Ом. Полное нагрузочное сопротивление каскада находим по формуле (3-25) $R'_к = 4 \cdot 34{,}6 = 138{,}4$ Ом. Допустимое сопротивление обмоток выходного трансформатора вычисляем по (3-6) $r_1 = 138{,}4 \cdot (1 - 0{,}75)/(2 \cdot 0{,}75) = 23$ Ом и (3-7) $r_2 = 6{,}5\,(1 - 0{,}75)/(2 \cdot 0{,}75) = 1{,}1$ Ом. Индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора согласно неравенству (3-8)

$$L_1 \geqslant \frac{138{,}4 \cdot 0{,}75\,(6{,}5 + 1{,}1)}{6{,}28 \cdot 150 \cdot 6{,}5\sqrt{1{,}5^2 - 1}} = 0{,}12 \text{ Гн}.$$

Пользуясь формулой (3-10), вычисляем выходное сопротивление транзистора в рабочей точке $А$ (рис. 2-4) $R_{22} = (16 - 4)/(0{,}02 - 0{,}01) = 1200$ Ом. По уравнению (3-11) находим коэффициент амплитудно-частотных искажений трансформатора $M_{в.\,тр} = 1{,}5/1{,}29 = 1{,}16$. Максимально допустимую индуктивность рассеяния трансформатора вычисляем по (3-9)

$$L_s \leqslant \frac{(1200 + 138{,}4)}{6{,}28 \cdot 12\,000}\sqrt{1{,}16^2 - 1} = 0{,}01 \text{ Гн}.$$

Допустимый коэффициент рассеяния находим по формуле (3-12) $k_s = 0{,}01/0{,}12 = 0{,}083$, что больше конструктивно осуществимого,

Примем его равным 0,01 и по уравнению (3-12) получим $L_s = 0{,}01 \times 0{,}12 = 0{,}0012$ Гн. Из равенства (3-9) допустимой индуктивности рассеяния соответствует $M_{в.\,тр} = \sqrt{(6{,}28 \cdot 12\,000 \cdot 0{,}0012/1200 + 138{,}4)^2 + 1} = 1{,}0023$, а коэффициент амплитудно-частотных искажений каскада вычисляем по формуле (3-11) $M_{в.\,вых} = 1{,}0023 \cdot 1{,}29 = 1{,}29$. Максимальную постоянную составляющую коллекторного тока каждого транзистора вычисляем по (3-30) $I'_{К0} = 1/3{,}14\ [200 + 15\ (3{,}14 - 1)] = 74$ мА. Подставляя в (3-30) соответственно токи базы $I_{ББ} = 4$ мА и $I_{БА} = 0$, получаем $I_{Б0} = 1/3{,}14\ [4 + 0\ (3{,}14 - 1)] = 1{,}27$ мА.

Падение напряжения на первичной обмотке трансформатора с учетом сказанного ранее вычисляем по (3-16) $U_1 = 0{,}074 \times 0{,}5 \cdot 23 = 0{,}85$ В. Напряжение на эмиттерном резисторе вычисляем по (3-17) $U_{R_э} = 12 - 0{,}85 - 9 = 2{,}15$ В. Сопротивление эмиттерного резистора вычисляем по уравнению (3-18), удваивая значения коллекторного и базового токов $R_э = 2{,}15/[2\ (0{,}074 + 0{,}00127)] = 14{,}3$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 15 Ом. Емкость конденсатора, шунтирующего эмиттерный резистор, находим по (3-19) $C_э \geqslant 10 \div 20/(150 \cdot 15) = 0{,}0044 \div 0{,}0088$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем электролитический конденсатор емкостью 5000 мкФ.

В рабочей точке A напряжение $U_{БЭ} = 0{,}7$ В. По равенству (3-20) находим напряжение на резисторе $R_б/U_{R_б} = 2{,}15 + 0{,}7 = 2{,}85$ В. Ток потенциометра питания базы вычисляем по формуле (3-21) $I_п = 7{,}5 \cdot 1{,}27 = 9{,}6$ мА. По уравнению (3-22) находим сопротивление резистора $R'_б = 2{,}85/0{,}0096 = 300$ Ом. Удваивая значение базового тока, по формуле (3-23) вычисляем сопротивление резистора $R''_б = (12 - 2{,}85)/[(9{,}6 + 2 \cdot 1{,}2)\ 10^{-3}] = 760$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением 300 и 750 Ом. Коэффициент нестабильности коллекторного тока по формуле (3-24)

$$\sigma = \frac{1 + 15/300 + 15/750}{1 - 0{,}985 + 15/300 + 15/750} = 12{,}6,$$

что удовлетворительно при наличии сильной отрицательной обратной связи в каскаде.

По формуле (2-24) вычисляем коэффициент обратной связи $\varepsilon = (1{,}69 - 1)/13{,}4 = 0{,}0515$. По равенству (2-25) находим входную проводимость каскада $G_{вх} \approx 1/108 + 1/300 + 1/750 = 0{,}0139$ См ($R'_{вх} = 1/0{,}0139 = 77{,}5$ Ом). Согласно рис. 2-7 цепь обратной связи подключена к первичной обмотке выходного трансформатора. Поэтому, полагая в уравнении (2-26) $n = 1$, получаем $R_{о.\,с} = (1 - 0{,}0515)/(0{,}0515 \times 0{,}0139) = 1320$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 1,3 кОм. При этом неравенство (2-27) выполняется $1300 \geqslant 10/(0{,}0139) = 775$. Емкость разделительного конденсатора вычисляем по (3-19), заменяя в нем $C_э$ на $C_б$ и $R_э$ на $R_{о.\,с}$. В нашем случае $C_б \geqslant (10 - 20)/(150 \cdot 1300) = (52 - 104) \cdot 10^{-6}$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ. Максимальную потребляемую каскадом мощность вычисляем по второй формуле (3-30), $P_{0max} = 12\ (2 \cdot 0{,}071 + 0{,}0096) = 1{,}88$ Вт. Коэффициент полезного действия каскада $\eta_к = 1/1{,}88 = 0{,}53$. По первому уравнению (3-31) находим ток $I_{КЕ} \approx \sqrt{0{,}3} \cdot 200 = 109$ мА, а по второму и третьему получаем $I_{К0} = 1/3{,}14 \cdot [109 + 15\ (3{,}14 - 1)] = 45$ мА, $P_0 = 12\ (2 \times 0{,}045 + 0{,}0096) = 1{,}19$ Вт.

3-4. Бестрансформаторные двухтактные каскады

Бестрансформаторные двухтактные каскады с транзисторами, имеющими различную проводимость переходов в каждом плече, обладают двумя существенными преимуществами. Они работают без выходного трансформатора, а их предоконечный каскад должен иметь один выход (рис. 3-2), а не два биполярных, как в каскаде с транзисторами с одинаковой проводимостью переходов. Но в таком каскаде напряжение источника питания должно быть вдвое больше. Для обеспечения малых нелинейных искажений оба транзистора должны иметь мало различающиеся характеристики (не более чем на 5—7 %). Это в значительной степени затрудняет выбор пригодных транзисторов. Кроме того, транзисторы должны иметь достаточно большой максимальный коллекторный ток, так как наклон нагрузочной линии 2 на поле выходных характеристик (см. рис. 2-4) определяется непосредственно сопротивлением громкоговорителя, которое обычно не превышает 6—10 Ом. Если использовать транзистор ГТ403Б без охлаждающего радиатора, то при наибольшем возможном $E_к$ с необходимым наклоном нагрузочную линию 3 можно провести при $E_к = 4$ В. При этом максимальный коллекторный ток и амплитуда его переменной составляющей будут 0,45 А, а амплитуда переменного напряжения 3 В. Следовательно, согласно формуле (2-10) максимальная мощность сигнала в коллекторной цепи получается $P_{кmax} = 0{,}5 \cdot 3 \cdot 0{,}45 = 0{,}67$ Вт, что соответствует данным примера 2-4. Но для достижения этой мощности потребуется максимальный базовый ток 13 мА, что в 3 раза больше, чем в трансформаторном каскаде. Во столько же раз примерно потребуется большее входное напряжение, а значит, и усиление в предыдущих каскадах.

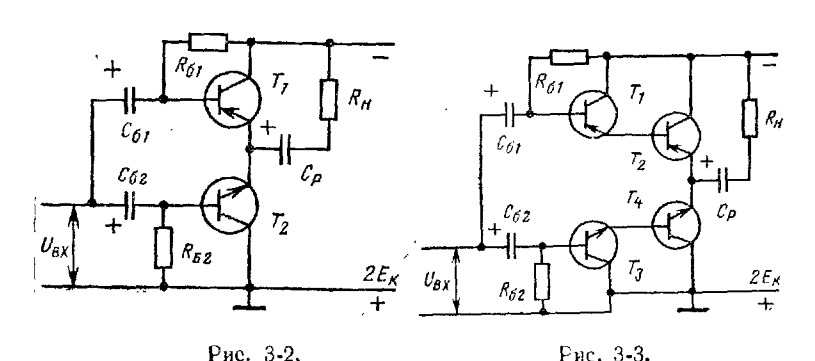


Рис. 3-2. Рис. 3-3.

Методика расчета такого каскада практически соответствует приведенной в § 3-3, за исключением выбора элементов схемы питания. Наиболее эффективно работают такие выходные каскады при использовании в каждом плече по два транзистора (рис. 3-3). Здесь транзисторы T_1 — T_2 и T_3 — T_4 образуют как бы составные (сдвоенные) транзисторы для каждого плеча. Методики расчета подобных каскадов подробно описаны в [1,29].

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НИЗКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

4-1. Исходные данные и задачи расчета

Для расчета усилителей напряжения низкочастотного тракта исходными данными из общих характеристик приемника являются *низшая* $F_н$ *и высшая* $F_в$ *частоты модуляции принимаемых сигналов и* напряжение источника питания E_0.

Из расчета структурной схемы низкочастотного тракта приемника принимаются во внимание такие исходные данные: номинальная выходная мощность $P_{вых.н}$ или напряжение $U_{вых.н}$; сопротивление нагрузки $R_н$ (равное сопротивлению источника сигнала последующего каскада); максимально допустимые коэффициенты гармоник $k_г$ и амплитудно-частотных искажений $M_н$ и $M_в$; коэффициент усиления каскада по напряжению K_0. Кроме того, при расчете структурной схемы выбирается тип транзистора и ориентировочный режим его работы. При расчете каскада следует уточнить режим работы транзистора, определить параметры всех элементов схемы и выбрать стандартные типы всех резисторов и конденсаторов и составить полную принципиальную схему каскада и спецификацию к ней.

4-2. Расчет резистивного каскада с общим эмиттером

Типовая схема резистивного каскада с ОЭ показана на рис. 4-1. Здесь резистор $R_н$ и конденсатор $C_н$ являются эквивалентом входа следующего каскада или нагрузки каскада (потребителя выходного

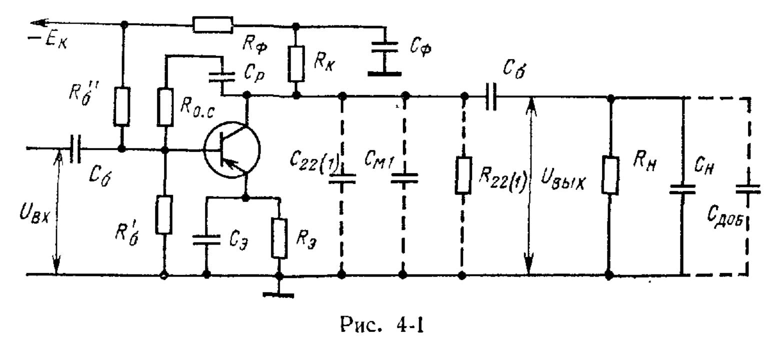


Рис. 4-1

сигнала), если последующего каскада нет. Когда нагрузкой является вход следующего каскада, то его параметры определяются равенствами:

$$1/R_н = 1/R_б' + 1/R_б'' + 1/R_{вх2} = g_н; \quad C_н = C_{вх2} + C_{м2}. \qquad (4\text{-}1)$$

Здесь индексом 2 обозначены параметры следующего каскада, а $C_{м2}$ — монтажная емкость, относящаяся ко входу следующего каскада. Из расчета структурной схемы низкочастотного тракта известно сопро-

тивление источника сигнала R_c следующего каскада. Этим сопротивлением в схеме должен служить резистор $R_к = R_c$.

Штриховыми линиями на рис. 4-1 показаны $C_{вых\,1} = C_{22}$ — выходная емкость, $C_{м1}$ — монтажная емкость схемы и $R_{22\,1}$ — выходное сопротивление, относящееся к коллекторной цепи транзистора каскада. Обозначим:

$$C_{22}+C_{м1}=C_{к1} \quad и \quad 1/R_к+1/R_{22\,(1)}=1/R'_к=g_к. \qquad (4\text{-}2)$$

На средних частотах рабочего интервала частот усилителя шунтирующее действие емкостей $C_н$ и $C_к$ на резисторы $R_н$ и $R'_к$ обычно бывает малым, а сопротивление разделительного конденсатора $C_б$ благодаря большой его емкости значительно меньше сопротивления резистора $R_н$. Поэтому на средних частотах коэффициент усиления каскада определяется равенством

$$K_{0\,ср} \approx |Y_{21}|_1/G_{эк}, \qquad (4\text{-}3)$$

в котором

$$G_{эк}=1/R'_к+1/R_н=1/R_{22}+1/R_к+1/R_{вх\,2}+1/R'_б+1/R''_б \qquad (4\text{-}4)$$

— эквивалентная активная проводимость нагрузки каскада. Суммарная емкость

$$C_{вых\,1}+C_{м\,1}+C_{вх\,2}+C_{м\,2}=C_{эк} \qquad (4\text{-}5)$$

является эквивалентной емкостью каскада.

Коэффициент амплитудно-частотных искажений каскада на верхней частоте определяется равенством

$$M_{в.\,к}=M_{в.\,т}\sqrt{1+(2\pi F_в C_{эк} R_{эк})^2}, \qquad (4\text{-}6)$$

в котором $M_{в.\,т}$ вычисляется по уравнению (2-20).

Емкость разделительного конденсатора должна удовлетворять неравенству

$$C_б \geq \frac{1}{2\pi F_н (R'_к+R_н)\sqrt{M_н^2-1}}. \qquad (4\text{-}7)$$

Если число каскадов низкочастотного тракта более трех, то в первых каскадах (кроме последних двух) питание коллекторной цепи необходимо производить через развязывающий фильтр $R_ф C_ф$ (см. рис. 4-1). Сопротивление резистора фильтра следует брать по условию

$$R_ф \approx (0,1 \div 0,2)\,R_к, \qquad (4\text{-}8)$$

но чтобы падение напряжения на нем не превышало 1—1,5 В. Емкость конденсатора фильтра вычисляют по неравенству (3-19), заменяя в нем $C_э$ на $C_ф$ и $R_н$ на $R_ф$.

Элементы схемы питания транзистора вычисляются по формулам п. 3 § 3-2. При этом в формулу (3-16) вместо r_1 подставляют $R_к + R_ф = R''_к$. Цепь $R_{о.\,с}$, $C_р$ служит для создания отрицательной обратной связи, снижающей нелинейные искажения сигнала.

Пример 4-1. Рассчитать резистивный каскад по следующим исходным данным: транзистор МП41А; низшая частота 150 Гц; высшая частота 12 000 Гц; коэффициент гармоник 0,01; коэффициенты амплитудно-частотных искажений $M_{в.\,к} = 1,15$ и $M_{н.\,к} = 1,11$; амплитуда выходного напряжения 0,29 В; напряжение источника питания 12 В; сопротивле-

ние нагрузочного резистора 2,4 кОм. Эти исходные данные сформулированы на основе примеров (4-3) и (2-5). Предполагается, что рассчитываемый каскад находится в низкочастотном тракте переносного приемника I класса и стоит перед каскадом, рассчитанным в примере 4-3.

Сопротивления резисторов базового делителя напряжения в каскаде, рассчитанном в примере 4-3, $R'_б = 2,4$ кОм и $R''_б = 11$ кОм. Входное сопротивление транзистора следующего каскада в рабочей точке 400 Ом, входная емкость 20 000 пФ. Монтажные емкости будем считать равными $C_{м1} = C_{м2} = 10$ пФ.

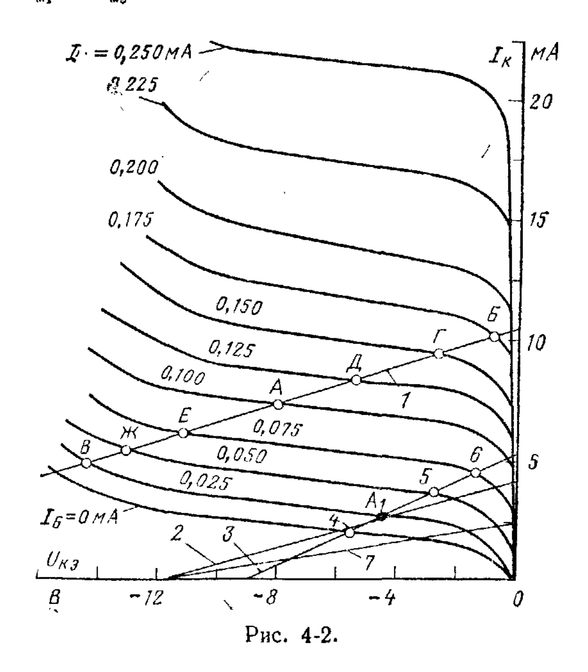


Рис. 4-2.

По равенствам (4-1) находим $1/R_н = 1/2400 + 1/11\,000 + 1/400 = 0,003$ См и $R_н = 333$ Ом; $C_н = 20\,000 + 10 = 20\,010$ пФ.

Поскольку рассчитываемый каскад является третьим от выхода низкочастотного тракта приемника, то в коллекторную цепь включаем развязывающий фильтр. Сопротивление его резистора согласно равенству (4-8) $R_ф = (0,1 \div 0,2)\,2400 = 240 - 480$ Ом. Из табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 300 Ом. При этом резистивное сопротивление в коллекторной цепи будет $R''_к = R_к + R_ф = 2400 + 300 = 2700$ Ом. На выходных характеристиках транзистора (рис. 4-2) проводим нагрузочную линию 2 для постоянного тока из точки на оси абсцисс с $U_{КЭ} = 12$ В под углом, соответствующим сопротивлению 2700 Ом. Амплитуда выходного напряжения каскада сравнительно мала (0,29 В). Поэтому выбираем рабочую точку A_1, для которой $I_{К0} = 2,75$ мА, $U_{КЭ} = 4,15$ В; $I_{Б0} = 25$ мкА и $U_{БЭ} = 0,155$ В. Для умень-

шения мощности питания каскада ее следует брать при возможно меньшем токе коллектора.

Проводим через рабочую точку нагрузочную линию *3*, соответствующую сопротивлению $R'_к$ из второго уравнения (4-2). По формуле (3-10) вычисляем выходное сопротивление транзистора в рабочей точке $R_{22} = (12-2)/[(3,9-2,4)\,0,001] = 6700$ Ом. Следовательно, $R'_к = 2400 \times 6700/(2400 + 6700) = 1765$ Ом.

Строим проходную характеристику транзистора, соответствующую нагрузочной линии *3*. Входное сопротивление транзистора для рабочей точки A_1 определяем по наклону касательной *1* к входной характеристике (см. рис. 2-2, *а*) в точке с током $I_Б = 25$ мкА. Оно равно $R_{вх} = (0,3-0,13)/[(0,25-0)\,0,001] = 680$ Ом. По формуле (2-17) вычисляем сопротивление источника сигнала для рассчитываемого каскада $R_c = 6 \cdot 680 = 4080$ Ом. Из табл. П-3-1 принимаем резистор сопротивлением 4,3 кОм. Для точки *6* на рис. 2-2, *а* определяем $U_{БЭ6} = -0,175$ В и из рис. 4-2 $I_{К6} = 4,5$ мА. Тогда по уравнению (3-1) находим $U_{вх} = 0,175 + 75 \cdot 10^{-6} \cdot 4300 = 0,5$ В. Аналогичные расчеты для точек *5*, A_1 и *4* дают следующие результаты: $I_{К5} = 3,62$ мА; $U_{вх5} = 0,38$ В; $I_{КА1} = 2,75$ мА; $U_{вх\,А1} = 0,27$ В; $I_{К4} = 2$ мА; $U_{вх4} = 0,135$ В. По полученным данным на рис. 4-3 построена проходная характеристика.

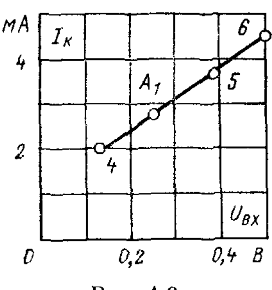


Рис. 4-3.

Для создания необходимого выходного напряжения каскада амплитуда первой гармоники коллекторного тока должна быть $I_{mК1} = 0,29/1765 = 0,000165$ А. При столь малых отклонениях тока от точки A_1 рабочий интервал входных напряжений также будет малым и трудно с достаточной точностью определить пять значений напряжений и токов для вычисления гармоник коллекторного тока. Поэтому возьмем на характеристике участок между точками *4* и *5*, равноудаленными от точки A_1 по оси входного напряжения. При этом за счет использования большего участка проходной характеристики влияние криволинейности даст большой коэффициент гармоник. Но это можно учесть с известным приближением. Для принятых условий пять токов для расчета гармоник коллекторного тока будут: $I_1 = 2$ мА; $I_2 = 2,3$ мА; $I_3 = 2,75$ мА; $I_4 = 3,2$ мА и $I_5 = 3,6$ мА. Согласно формулам (3-5) получим $I_{mК1} = 0,33\,(3,6 + 3,2 - 2,3 - 2) = 0,833$ мА; $I_{mК2} = 0,25\,(3,6 + 2) - 0,5 \cdot 2,75 = 0,025$ мА; $I_{mК3} = 0,167 \cdot (3,6 - 2) - 0,33\,(3,2 - 2,3) = -0,032$ мА и $I_{mК4} = 0,083\,(3,6 + 2) - 0,33\,(3,2 + 2,3) + 0,5 \times 2,75 = 0,005$ мА.

Входное напряжение каскада при рассмотренных условиях согласно рис. 4-3 будет $U_{m\,вх} = 0,5\,(U_{вх5} - U_{вх4}) = 0,5 \cdot (0,38 - 0,135) = 0,12$В. При этих же условиях из рис. 4-3 и 2-2, *а* находим $U_{m\,БЭ} = 0,5\,(0,175 - 0,135) = 0,02$ В. Амплитуда напряжения на выходе получится $U_{m\,вых} = 0,000833 \cdot 1765 = 1,47$ В, что в $1,47/0,29 = 5$ раз больше требуемого. Для нормального режима работы каскада следует во столько же раз уменьшить входное напряжение, т. е. оно должно быть $U_{m\,вх} =$

$= 0{,}12/5 = 0{,}024$ В. Аналогично $U_{m\,БЭ} = 0{,}02/5 = 0{,}004$ В. По последней формуле (2-19) находим $k_г = \sqrt{0{,}025^2 + 0{,}032^2 + 0{,}005^2}/0{,}833 = 0{,}05$. Данные опыта показывают, что при коэффициентах гармоник менее 0,05 уменьшение амплитуды входного сигнала в b раз уменьшает коэффициент гармоник примерно во столько же раз [1]. Следовательно, можно считать для нормального входного сигнала каскада $k_г = 0{,}05/5 = 0{,}01$ и в применении отрицательной обратной связи нет необходимости.

Рассчитаем элементы схемы каскада. Подставляя в равенство (3-16) $R_к + R_ф$ вместо r_1, получаем $U_1 = 0{,}00275\ (2400 + 300) = 7{,}4$ В. Из уравнения (3-17) получаем $U_{R_э} = 12 - 7{,}4 - 4{,}15 = 0{,}45$ В. По формуле (3-18) вычисляем $R_э = 0{,}45\ [(2{,}75 + 0{,}025)\ 0{,}001] = 162$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 160 Ом. Из неравенства (3-19) получаем $C_э \geqslant (10 \div 20)\ (150 \cdot 160) = (42 - 84)\ 10^{-5}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем электролитический конденсатор емкостью 1000 мкФ. Аналогично емкость конденсатора фильтра $C_ф \geqslant (10 \div 20)/(150 \cdot 300) = (2 \div 4)\ 10^{-4}$ Ф. Из табл. П-3-2 выбираем электролитический конденсатор емкостью 200 мкФ.

Пользуясь уравнением (3-20), вычисляем $U'_{R_б} = 0{,}45 + 0{,}155 = 0{,}605$ В. При численном коэффициенте 8 из формулы (3-2) находим ток потенциометра питания базы $I'_п = 8 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 0{,}0002$ А. По формулам (3-22) и (3-23) определяем $R'_б = 0{,}605/0{,}0002 = 3030$ Ом и $R''_б = (12 - 0{,}605)/[(200 + 25)\ 10^{-6} =_п 50\,000$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением 3 и 51 кОм. Коэффициент нестабильности коллекторного тока вычисляем по уравнению (3-24) $\sigma = \dfrac{1 + 160/3000 + 160/51000}{1 + 0{,}985 + 160/3000 + 160/51\,000} = 14{,}8$, что удовлетворительно.

Потребляемый каскадом ток $I_0 = I_{К0} + I_п = 2{,}75 + 0{,}2 = 2{,}95$ мА. Коэффициент усиления каскада будет $K_0 = 0{,}29/0{,}024 = 12$.

По уравнению (4-5) вычисляем $C_{эк} = 400 + 10 + 20\,000 + 10 = 20\,420$ пФ. Из равенства (4-4) находим $G_{эк} = 1/1765 + 1/333 = 0{,}0036$ См и $R_{эк} = 1/0{,}0036 = 280$ Ом. По равенству (4-6) получаем коэффициент амплитудно-частотных искажений каскада $M_{в.к} = 1{,}04\sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 12\,000 \cdot 2042 \cdot 10^{-11} \cdot 280)^2} = 1{,}14$, что на 1 % меньше допустимого для каскада.

Емкость разделительного конденсатора вычисляем по неравенству

$$(4\text{-}7)\quad C_б \geqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 150\,(1765 + 333)\sqrt{1{,}11^2 - 1}} = 105 \cdot 10^{-8}\ \text{Ф}.$$

Из табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 1,5 мкФ.

4-3. Расчет резистивного каскада с общим коллектором

Резистивные каскады с ОК обладают малыми входными проводимостью и емкостью, а также низким выходным сопротивлением. Благодаря этому их используют как согласующий каскад, например, между диодным детектором и первым транзисторным каскадом низкочастот-

ного тракта. Это позволяет увеличивать сопротивление нагрузочного резистора детектора, что повышает его коэффициент передачи и входное сопротивление. Схема каскада изображена на рис. 4-4. Сопротивление нагрузочного резистора в цепи эмиттера обычно выбирают по формуле (2-72). Коэффициент усиления каскада по напряжению всегда меньше единицы и определяется уравнением (2-73), его входные проводимость и емкость вычисляются по (2-74). В этих формулах индексом 1 обозначены параметры транзистора рассматриваемого каскада, а индексом 2 — следующего.

Сопротивление базового резистора определяют по уравнению

$$R_б = (E_{К0} - I_{К0} R_э - U_{БЭ})/I_Б. \quad (4\text{-}9)$$

Пример 4-2. Определить характеристики и параметры схемы каскада с ОК на транзисторе МП41А, за которым должен следовать каскад, рассчитанный в примере 4-1. Необходимые исходные данные аналогичны примеру 4-1.

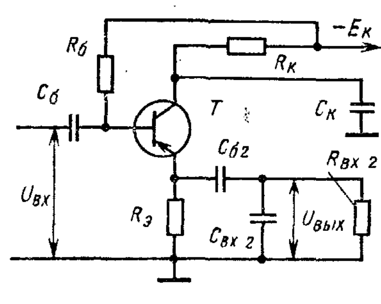


Рис. 4-4.

Режим работы транзистора по постоянному току принимаем таким же, как в примере 4-1 ($I_{К0} = 2{,}75$ мА, $I_Б = 25$ мкА, $U_{КЭ} = 4{,}15$ В). Для этого полное резистивное сопротивление, включенное последовательно в коллекторную цепь транзистора, должно быть равно $R''_к = 2700$ Ом. Для рабочей точки A_1 (рис. 4-2) отношение приращений $\Delta I_К/\Delta I_Б = (I_{К5} - I_{К4})/(0{,}00005) = [(3{,}62-2)\ 0{,}001]/0{,}00005 = 32$. Из рис. 2-2, *а* для этой же рабочей точки по углу наклона касательной *1* находим $\Delta I_Б/\Delta U_{БЭ} = 0{,}00025/(0{,}3 - 0{,}135) = 0{,}0015$ См. Следовательно, проводимость прямой передачи транзистора в рабочей точке будет $Y_{21} = \dfrac{\Delta I_К}{\Delta U_{БЭ}} = \dfrac{\Delta I_К}{\Delta I_Б}\dfrac{\Delta I_Б}{\Delta U_{БЭ}} = 32 \cdot 0{,}0015 = 0{,}048$ См. По уравнению (2-71) получаем $R_{эк} = (10 \div 20)/0{,}048 = 210 \div 420$ Ом. Из табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 300 Ом. При этом сопротивление резистора в коллекторной цепи должно быть $R_к = R''_к - R_{эк} = 2700 - 300 = 2400$ Ом. По табл. П-3-1 принимаем резистор сопротивлением 2,4 кОм. Из равенства (2-73) находим коэффициент передачи каскада $K_{0к} = (0{,}048 + 0{,}0015)/(0{,}048 + 0{,}0015 + 0{,}0033 + 0{,}0018) = 0{,}91$. По формулам (2-74) вычисляем $g_{11к} = 0{,}0015\ (1 - 0{,}91) = 0{,}000135$ См ($R_{вх.к} = 7350$ Ом) и $C_{вх.к} = 20\,000\ (1 - 0{,}91) = 1800$ пФ.

Заменяя в уравнении (3-19) $C_э$ на $C_к$ и $R_э$ на $R_к$, получаем $C_к \geqslant (10 \div 20)/(150 \cdot 2400) = (28 \div 50)\ 10^{-6}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 33 мкФ. Пользуясь уравнением (4-9), находим $R_б = (12 - 0{,}00275 \cdot 300 - 0{,}155)/0{,}000025 = 440\,000$ Ом. Из табл. П-3-1 берем резистор сопротивлением 430 кОм.

4-4. Расчет фазоинверсных каскадов

Фазоинверсные каскады могут быть резистивными (рис. 4-5) и трансформаторными (рис. 4-6).

1. *В резистивном каскаде* из-за сильной отрицательной обратной связи за счет эмиттерного резистора коэффициент усиления каскада по напряжению меньше единицы, что является большим недостатком и ограничивает его применение в приемниках. Чтобы выходные напряжения были равны по амплитуде, для сопротивлений резисторов должно выполняться равенство $R_к = R_э$. Кроме того, сопротивление этих резисторов должно равняться сопротивлению источника сигнала $R_с$, принятому в расчете выходного каскада для каждого транзистора. В первом приближении расчет параметров каскада выполняют по методике для каскада с ОК (см. § 4-3).

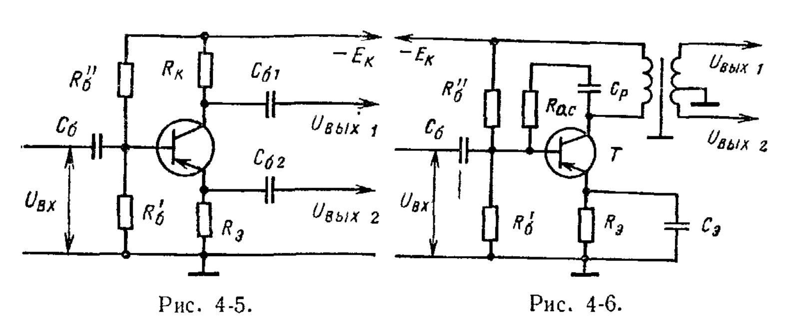


Рис. 4-5. Рис. 4-6.

2. *В трансформаторном каскаде* коэффициент усиления может быть получен значительно больше единицы. Поэтому применение трансформаторного каскада позволяет уменьшить число каскадов в низкочастотном тракте по сравнению с применением резистивного фазоинверсного каскада. А это уменьшит потребляемый усилителем ток от источника питания и стоимость усилителя, хотя за счет трансформатора размеры и масса усилителя могут оказаться несколько большими.

Тип транзистора и режим его работы выбираются обычно при предварительном расчете низкочастотного тракта приемника по методикам § 2-3.

Полный коэффициент трансформации трансформатора, т. е. отношение числа витков вторичной обмотки w_2 к числу витков первичной обмотки w_1 в данном случае должно быть

$$n = w_2/w_1 = \sqrt{\frac{R_{вх.\,к}}{\eta_{тр} R_к}}, \qquad (4\text{-}10)$$

где $R_{вх.\,к}$ — входное сопротивление выходного каскада, определяющееся формулой (3-27). Нагрузочное сопротивление $R_к$ должно равняться сопротивлению источника сигнала выходного каскада, которое находят из уравнения (3-29). Коэффициент усиления каскада на средней частоте полосы пропускания низкочастотного тракта записывается уравнением

$$K_0 = \eta_{тр} n \frac{R_к |Y_{21}|}{1 + R_к g_{22}}. \qquad (4\text{-}11)$$

Электрические характеристики трансформатора находятся по методике, описанной в п. 2 § 3-2, при этом вместо $R_н$ в формулы подставляется полное входное сопротивление выходного каскада, определяющееся равенством (3-27). Выбор характеристики элементов схемы каскада выбирается по методике п. 3 § 3-2. Потребляемая каскадом мощность вычисляется по уравнению (3-26) с учетом формул (3-21) и (3-25).

Пример 4-3. Рассчитать трансформаторный фазоинверсный каскад по исходным данным примеров 3-3, 2-4 и 2-5, являющийся предвыходным каскадом переносного приемника I класса.

Исходными данными из примера 3-3 являются: $F_н = 150$ Гц, $F_в = 12000$ Гц; $R_c = 2592$ Ом; $R_{вх.к} = 432$ Ом; амплитуда выходного напряжения 5,15 В. В примере 2-5 для рассчитываемого каскада выбран транзистор МП41А с исходной рабочей точкой $U_{КЭ} = -8$ В; $I_{К0} = 7{,}1$ мА и $I_{Б0} = 0{,}1$ мА (точка $А$ на рис. 4-2). Коэффициент полезного действия трансформатора принят равным 0,65; $R_{вх} = 410$ Ом; $R_c = 2{,}4$ кОм и $U_{m\,вх} = 0{,}25$ В.

Согласно формуле (1-2) для предвыходного каскада $k_г = 0{,}3 \cdot 0{,}08 = 0{,}024$. В примере 3-3 получено $M_{в.\,вых} = 1{,}29$, что меньше значений, определяющихся вторым уравнением (2-8). Поэтому формулу (2-9) для данного случая следует записать так: $M_{в.\,к} = \sqrt[n]{\sqrt{M_в}/M_{в.\,вых}} = \sqrt[4]{\sqrt{5}/1{,}29} = 1{,}15$. Из первого равенства (2-9) находим $M_{н.\,к} = \sqrt[16]{5} = 1{,}11$.

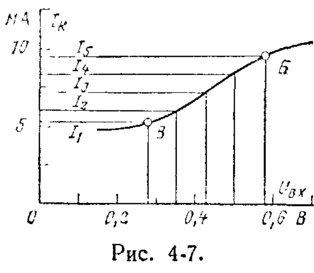


Рис. 4-7.

На рис. 4-2 изображены выходные характеристики транзистора МП41А для малых коллекторных токов. Построим проходную характеристику транзистора для указанных данных. По нагрузочной линии I (см. рис. 4-2) берем точку $Б$, для которой $I_{КБ} = 10$ мА, $I_{ББ} = 175$ мкА. По входной характеристике ($U_{КЭ} = -5$ В) (см. рис. 2-2, $а$) этой точке соответствует $U_{БЭ\,Б} = 0{,}205$ В. Из формулы (3-1) находим $U_{вх\,Б} = 0{,}205 + 0{,}000175 \cdot 2400 = 0{,}625$ В. Аналогичным образом находим для точек $Г$, $Д$, $А$, $Е$, $Ж$, $В$: $I_{К\,Г} = 9{,}35$ мА; $U_{вх\,Г} = 0{,}57$ В; $I_{К\,Д} = 8{,}4$ мА; $U_{вх\,Д} = 0{,}5$ В; $I_{К\,А} = 7{,}25$ мА; $U_{вх\,А} = 0{,}43$ В; $I_{К\,Е} = 6{,}1$ мА; $U_{вх\,Е} = 0{,}36$ В; $I_{К\,Ж} = 5{,}4$ мА; $U_{вх\,Ж} = 0{,}29$ В; $I_{К\,В} = 4{,}9$ мА; $U_{вх\,В} = 0{,}28$ В.

По этим данным на рис. 4-7 построена проходная характеристика. Для использования метода пяти ординат на участке входных напряжений между точками $В$ и $Б$ отмечаем через равные интервалы пять напряжений: $U_1 = 0{,}28$ В, $U_2 = 0{,}355$ В, $U_3 = 0{,}43$ В, $U_4 = 0{,}505$ В и $U_5 = 0{,}58$ В. Им соответствуют токи: $I_1 = 5{,}2$ мА, $I_2 = 6$ мА, $I_3 = 7{,}2$ мА, $I_4 = 8{,}5$ мА и $I_5 = 9{,}5$ мА. По первой формуле (3-5) находим $I_{mК1} = 0{,}33\,(9{,}5 + 8{,}5 - 6 - 5{,}2) = 2{,}28$ мА. Амплитуда сигнала в коллекторной цепи будет $U_{mК1} = 0{,}00228 \cdot 2592 = 5{,}9$ В, что превышает требуемое значение на 14 %. Поэтому уменьшим входной сигнал транзистора на 10—15 %. В этом случае токи пяти точек на проходной характеристике следует взять: $I_1 = 5{,}2$ мА; $I_2 = 6$ мА; $I_3 = 7{,}1$ мА; $I_4 = 8{,}2$ мА и $I_5 = 9{,}1$ мА. Тогда $I_{mК1} = 0{,}33\,(9{,}1 + 8{,}2 - 6 - 5{,}2) =$

$= 2{,}01$ мА и $U_{m\text{К}1} = 0{,}00201 \cdot 2592 = 5{,}2$ В, что лишь на 1 % превышает необходимое значение и может быть принято для дальнейшего расчета.

По формулам (3-5) вычисляем высшие гармоники коллекторного тока: $I_{m\text{К}2} = 0{,}25\,(9{,}1 + 5{,}2) - 0{,}5 \cdot 7{,}1 = 0{,}03$ мА; $I_{m\text{К}3} = 0{,}167\,(9{,}1 - 5{,}2) - 0{,}33\,(8{,}2 - 6) = -0{,}074$ мА и $I_{m\text{К}4} = 0{,}083 \cdot (9{,}1 + 5{,}2) - 0{,}33\,(8{,}2 + 6) + 0{,}5 \cdot 7{,}1 = 0{,}058$ мА. Из последнего уравнения (2-19) находим $k_\text{г} = \sqrt{0{,}03^2 + 0{,}074^2 + 0{,}058^2}/2{,}01 = 0{,}049$.

Снижения нелинейных искажений до допустимого уровня добиваемся введением в каскад отрицательной обратной связи, для компенсации действия которой потребуется увеличить входной сигнал каскада в $a = 0{,}049/0{,}024 = 2{,}04$ раза, что допустимо. Согласно формуле (3-25) при выбранной рабочей точке $I_{\text{К}0} = 0{,}167\,(5{,}2 + 9{,}1) + 0{,}33\,(6 + 8{,}2) = 7{,}1$ мА, а $I_{\text{Б}0} = 0{,}1$ мА, $U_{\text{БЭ}0} = 0{,}185$ В, $R_\text{вх} = (0{,}2 - 0{,}156)/[(0{,}15 - 0{,}04)\,0{,}001] = 400$ Ом. Входное сопротивление транзистора несколько отличается от данных примера 2-5, в котором оно определено равным 410 Ом. Но различие всего 2,5 %, поэтому пересчет проходной характеристики транзистора не требуется. По характеристике рис. 4-7 изменение коллекторного тока происходит в интервале 5,2—9,1 мА. Этим токам по характеристикам рис. 4-2 соответствуют токи базы 40 и 140 мкА. По рис. 2-2, *а* находим, что данным базовым токам соответствуют напряжения $U_{\text{БЭ}B} = -0{,}155$ В и $U_{\text{БЭ}Б} = -0{,}2$ В. Амплитуду входного сигнала транзистора вычисляем по формуле (2-15) $U_{m\,\text{БЭт}} = 0{,}5\,(0{,}2 - 0{,}155) = 0{,}0225$ В.

Определим электрические параметры трансформатора. По равенствам (3-6) и (3-7) вычисляем допустимые сопротивления обмоток: $r_1 = 2592(1 - 0{,}65)/(2 \cdot 0{,}65) = 700$ Ом и $r_2 = \dfrac{432}{2 \cdot 0{,}065}\,(1 - 0{,}65) = 116$ Ом.

Минимально допустимую индуктивность первичной обмотки трансформатора вычисляем по неравенству (3-8) $L_1 \geqslant \dfrac{2592 \cdot 0{,}65\,(432 + 116)}{6{,}28 \cdot 150 \cdot 432\sqrt{1{,}11^2 - 1}} = 4{,}7$ Гн.

По формуле (3-11) для трансформатора будет допустимо $M_\text{в.тр} = 1{,}15/1{,}04 = 1{,}1$. Для рабочей точки *А* на рис. 4-2 находим $r_{22} = (11 - 2)/(0{,}00775 - 0{,}0065) = 7200$ Ом. При этом максимально допустимую индуктивность рассеяния трансформатора вычисляем по неравенству (3-9) $L_s \leqslant \dfrac{7200 + 2592}{6{,}28 \cdot 12000}\sqrt{1{,}1^2 - 1} = 0{,}06$ Гн. Допустимый коэффициент рассеяния находим по равенству (3-12) $k_s = 0{,}06/4{,}7 = 0{,}013$, что конструктивно осуществимо. Коэффициент трансформации трансформатора вычисляем по формуле (3-15) $n = \sqrt{\dfrac{432}{0{,}65 \cdot 2592}} = 0{,}51$.

По уравнению (3-16) находим $U_1 = 0{,}0071 \cdot 700 = 5$ В. Падение напряжения на эмиттерном резисторе вычисляем по формуле (3-17) $U_{R_\text{э}} = 12 - 5 - 8 = -1$ В. Следовательно, при заданном напряжении источника питания и выбранном напряжении на коллекторе транзистора нельзя допустить столь большого сопротивления первичной обмотки трансформатора. Данные опыта показывают, что трансформатор можно изготовить с примерно вдвое меньшим сопротивлением. Положим $r_1 = 325$ Ом, тогда $U_1 = 0{,}0071 \cdot 325 = 2{,}3$ В и $U_{R_\text{э}} = 12 - 2{,}3 - 8 = 1{,}7$ В.

Сопротивление эмиттерного резистора вычисляем по уравнению (3-18) $R_э = 1,7/(0,0071 + 0,0001) = 236$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 240 Ом. По неравенству (3-19) вычисляем емкость $C_э \geqslant \frac{10 \div 20}{6,28 \cdot 150 \cdot 240} = (44 \div 88)\ 10^{-6}$ Ф. Из табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 68 мкФ.

Согласно формуле (3-20) падение напряжения $U_{R'_б} = 1,7 + 0,185 = 1,885$ В. Принимаем численное значение коэффициента равным 8 и по уравнению (3-21) находим $I_п = 8 \cdot 0,1 = 0,8$ мА. Вычисляем сопротивления плеч делителя напряжения по формулам (3-22) и (3-23) $R'_б = 1,885/0,0008 = 2360$ Ом и $R''_б = (12-1,885)/[(0,8+0,1)\ 0,001] = 11\ 250$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением 2,4 и 11 кОм. Коэффициент нестабильности коллекторного тока вычисляем из уравнения (3-24) $\sigma = \frac{1 + 240/2400 + 240/11\ 000}{1 - 0,97 + 240/2400 + 240/11\ 000} = 7,4$, что вполне достаточно при сильной отрицательной обратной связи.

Ток, потребляемый каскадом от источника, будет $I_0 = I_{0к} + I_п = 7,1 + 0,8 = 7,9$ мА, а мощность согласно формуле (3-26) $P_0 = 12\ (7,1 + 0,8)\ 0,001 = 0,095$ Вт.

Коэффициент усиления транзистора без отрицательной обратной связи вычисляем по равенству (2-22) $K_т = 5,2/0,0225 = 231$. Из формулы (2-24) находим $\varepsilon = (2,04 - 1)/231 = 0,0045$. Входную проводимость каскада вычисляем по уравнению (2-25) $G_{вх} = 1/400 + 1/2400 + 1/1100 = 0,003$ См. На рис. 4-6 цепь обратной связи включена непосредственно к коллектору. Поэтому, полагая $n = 1$, сопротивление резистора цепи обратной связи находим из равенства (2-26) $R_{о.с} = (1 - 0,0045)/(0,0045 \cdot 0,003) = 74\ 000$ Ом. Неравенство (2-27) $74\ 000 > 10/0,003 = 3300$ выполняется. Следовательно, сопротивление цепи обратной связи приемлемо. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 75 кОм. Емкость разделительного конденсатора вычисляем по неравенству (3-19), заменяя $C_э$ на $C_р$ и $R_э$ на $R_{о.с}$: $C_р \geqslant (10 \div 20)/(6,28 \times 150 \cdot 75\ 000) = (14 \div 28)\ 10^{-8}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 0,22 мкФ.

Согласно рис. 4-7 $U_{вх\,Б} = 0,56$ В и $U_{вх\,В} = 0,28$ В. Заменяя в формуле (2-15) $U_{БЭ}$ на $U_{вх}$, вычисляем амплитуду входного сигнала каскада без обратной связи $U_{m\,вх} = 0,5 \cdot (0,56 - 0,28) = 0,14$ В. При действии отрицательной обратной связи амплитуда входного сигнала каскада, а следовательно, и выходного сигнала предыдущего каскада должна быть $U_{m\,вх.о.с} = aU_{m\,вх} = 2,04 \cdot 0,14 = 0,29$ В.

Коэффициент усиления по напряжению каскада с учетом действия отрицательной обратной связи будет $K_{о\,о.с} = U_{m\,вых}/U_{m\,вх\,о.с} = 5,15/0,29 = 17,8$. Сопротивление источника сигнала вычисляем по формуле (2-17) $R_с = 6 \cdot 400 = 2400$ Ом, что соответствует данным табл. П-3-1.

Глава пятая

РАСЧЕТ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

5-1. Исходные данные и задачи расчета

Из общих характеристик радиоприемного устройства исходными данными для расчета входной цепи являются диапазон рабочих частот $f_{min} - f_{max}$; параметры приемной антенны $L_А$, $C_А$, $r_А$, $h_д$ (при работе в диапазоне частот даются их зависимости от частоты). При расчете структурной схемы приемника выбирается транзистор первого каскада и его рабочий режим. Поэтому считаются известными: схема и режим работы входной цепи; входные активная проводимость $g_{вх}$ и емкость $C_{вх}$ первого каскада, составляющие нагрузку входной цепи; минимально допустимая полоса пропускания $П_{min}$ или минимально осуществимое эквивалентное затухание колебательных контуров $\delta_{э\,min}$; минимально необходимое ослабление сигналов зеркального канала $d_з$ и промежуточной частоты $d_{пр}$; минимально допустимый коэффициент передачи. При наличии в приемнике усилителя радиосигнала $П_{min}$ (или $\delta_{э\,min}$), $d_з$ и $d_{пр}$ при расчете структурной схемы приемника обычно согласовываются с аналогичными параметрами усилителя. Кроме того, в этом случае индуктивность и эквивалентная емкость колебательного контура обычно определяются при расчете усилителя радиосигнала.

При расчете входной цепи следует: определить (или уточнить) параметры колебательного контура; уточнить ее режим работы, выбрать связь антенны с первым колебательным контуром и входа первого каскада с последним контуром входной цепи; составить полную принципиальную схему и рассчитать параметры всех ее элементов.

5-2. Расчет одноконтурной входной цепи с постоянной настройкой

В радиолюбительской практике приемники с постоянной настройкой применяются для приема телевизионных и радиовещательных частотно-модулированных сигналов и в линиях радиоуправления движением моделей. Как правило, эти приемники работают в диапазоне метровых или дециметровых волн. Антеннами для них служат полуволновые электрические диполи, магнитные и штыревые антенны.

Для дипольных и штыревых антенн наиболее удобно осуществлять трансформаторную связь с колебательным контуром входной цепи. Схема подобной входной цепи телевизионного приемника приведена на рис. 5-1. Благодаря постоянной настройке приемника и стандартным характеристикам приемных антенн ($r_А = 75$ Ом) антенная цепь в данном случае настраивается на среднюю частоту спектра принимаемого сигнала. При этом вносимое антенной в колебательный контур входной цепи реактивное сопротивление получается малым и легко может быть скомпенсировано соответствующим выбором элементов колебательного контура $LC_п$ так, чтобы он был настроен на среднюю частоту спектра сигнала с учетом влияния как антенны, так и входа первого каскада приемника. В этих условиях входную цепь выполняют в режиме согла-

сования, для которого коэффициент передачи и эквивалентное затухание контура определяются уравнениями [1, 5]:

$$K_{0\text{в.ц.с}}=\frac{0{,}5}{\sqrt{r'_A\,(g/p_2^2+g_{\text{вх}})}}\,; \qquad (5\text{-}1)$$

$$\delta_{\text{э.с}}=2\delta\,(1+p_2^2 g_{\text{вх}}/g), \qquad (5\text{-}2)$$

где g — собственная активная проводимость входного контура; r'_A — выходное сопротивление антенной цепи (для рис. 5-1 оно равно характеристическому сопротивлению кабеля, соединяющего антенну с приемником); δ — собственное затухание колебательного контура; $p_2 \approx L_1/L$ — коэффициент включения входа первого каскада к контуру.

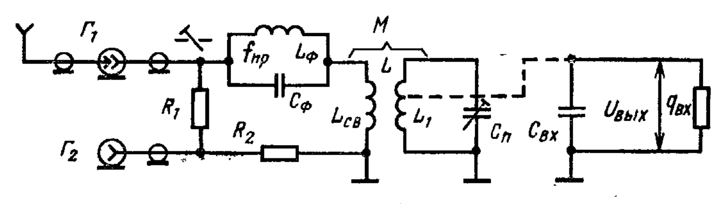


Рис. 5-1.

Из формулы (5-1) следует, что наибольший коэффициент передачи будет при $p_2=1$, т. е. при полном включении входа первого каскада к контуру. Но при этом согласно равенству (5-2) селективность входной цепи будет наихудшей. Увеличивается коэффициент передачи с уменьшением собственной активной проводимости контура.

Для обеспечения режима согласования коэффициент включения антенной цепи к колебательному контуру применительно к рис. 5-1 должен выбираться по равенству

$$p_1=\frac{M}{L}=k\sqrt{\frac{L_{\text{св}}}{L}}, \qquad (5\text{-}3)$$

в котором

$$k=\frac{M}{\sqrt{LL_{\text{св}}}} \qquad (5\text{-}4)$$

— коэффициент связи между катушками.

Если требуется наилучшая возможная селективность входной цепи при минимально допустимом коэффициенте передачи $K_{0\,\text{в.ц.д}}$, то коэффициенты включения антенной цепи и входа первого каскада к контуру вычисляют по уравнениям:

$$p_{1\delta}=\sqrt{\frac{g}{2g'_A}\left(\frac{\delta_{\text{э}\min}}{\delta}-1\right)}\,; \qquad (5\text{-}5)$$

$$p_{2\delta}=\sqrt{\frac{g}{2g_{\text{вх}}}\left(\frac{\delta_{\text{э}\min}}{\delta}-1\right)}. \qquad (5\text{-}6)$$

Минимально осуществимое эквивалентное затухание контура выражается при этом равенством

$$\delta_{э\,min} = \frac{\delta}{1 - 2K_{0\,в.\,ц.\,д}\sqrt{r'_A g_{вх}}}. \qquad (5\text{-}7)$$

Эквивалентная емкость контура определяется формулой

$$C_э = p_1^2\,(C'_A + C_{м1}) + C_к + C + C_п + p_2^2\,(C_{вх} + C_{м2}), \qquad (5\text{-}8)$$

где $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — монтажные емкости, относящиеся к выходу антенны и входу первого каскада; $C_к$ и $C_п$ — собственная емкость катушки и подстроечного конденсатора; C — конденсатор переменной емкости, с помощью которого контур перестраивается в пределах рабочих частот.

Если полагать заданным эквивалентное затухание контура входной цепи, то, выбрав коэффициенты включения по формулам (5-5), (5-6) и обозначив их $p_{1K_{в.ц}}$ и $p_{2K_{в.ц}}$, можно получить максимально достижимый коэффициент передачи входной цепи

$$K_{0\,в.\,ц.\,max} = \frac{0{,}5}{\sqrt{r'_A g_{вх}}}\left(1 - \frac{\delta}{\delta_э}\right). \qquad (5\text{-}9)$$

Рис. 5-2.

Индуктивность контурной катушки вычисляется по формуле (2-101).

Пример 5-1. Рассчитать входную цепь для поддиапазона 12 переносного приемника I класса по следующим исходным данным: $r'_A = 300$ Ом ($g'_A = 3{,}3$ мСм); $\delta = 0{,}02$; $C_э = 20$ пФ. Первый каскад приемника построен на транзисторе ГТ313Б по схеме с ОЭ. Коэффициент передачи и эквивалентное затухание контура входной цепи должны быть не хуже данных варианта 3 (см. табл. 2-9).

Возможный вариант схемы входной цепи для поддиапазона 12 показан на рис. 5-2. Средняя частота поддиапазона 12 согласно § 2-5 равна 70,75 МГц, а параметры транзистора для нее $g_{11} = 0{,}006$ См и $C_{11} = 24$ пФ. Собственная проводимость контура по формуле (2-55) $g = 0{,}02\cdot 6{,}28\cdot 7075\cdot 10^4\, 2\cdot 10^{-11} = 0{,}000178$ См.

Так как $g'_A < g_{вх}$, то для режима согласования формулы (5-1) и (5-2) должны быть записаны так:

$$K_{0\,в.\,ц.\,с} = \frac{\sqrt{g'_A + g/p_1^2}}{2\sqrt{g_{вх}}} \quad и \quad \delta_{э.\,с} = 2\delta\,(1 + p_1^2 g'_A/g). \qquad (5\text{-}10)$$

Для варианта 3 табл. 2-9 $\delta_э = 0{,}196$ и $K_{0\,в.ц} = 0{,}3$. Чтобы получить это эквивалентное затухание, из равенства (5-5) находим $p_1 = \sqrt{\frac{0{,}000178}{2\cdot 0{,}0033}\left(\frac{0{,}196}{0{,}02} - 1\right)} = 0{,}49$. По первой формуле (5-10) вычисля-

ем $K_{\text{ов.ц.с}} = \dfrac{\sqrt{0,0033 + \dfrac{0,000178}{0,49^2}}}{2\sqrt{0,006}} = 0,41$. Полученные данные лучше характеристик варианта 3 табл. 2-9.

Рассмотрим построение входной цепи для получения минимального эквивалентного затухания, полагая $K_{\text{ор.ц}} = 0,3$, т. е. соответствующим варианту 3 табл. 2-9. По уравнению (5-7) находим $\delta_{\text{э min}} = \dfrac{0,02}{1 - 2 \cdot 0,3\sqrt{300 \cdot 0,006}} = 0,102$, что почти вдвое лучше режима согласования. Поэтому целесообразно принять этот режим работы входной цепи. По формулам (5-5) и (5-6) вычисляем необходимые коэффициенты включения:

$$p_{1б} = \sqrt{\frac{0,000178}{2 \cdot 0,0033}\left(\frac{0,102}{0,02} - 1\right)} = 0,33 \text{ и } p_{2б} = \sqrt{\frac{0,000178}{2 \cdot 0,006}\left(\frac{0,102}{0,02} - 1\right)} = 0,25.$$

Проверим эквивалентную емкость контура. Для схемы на рис. 5-2 $C_{м1} = 0$ и $C'_А = 0$. Положим $C_{м2} = 3$ пФ, $C_к = 1$ пФ. Тогда из уравнения (5-8) средняя емкость подстроечного конденсатора должна быть $C_п = 20 - 1 - 0,25^2\,(24+3) = 17,2$ пФ. Следовательно, заданная эквивалентная емкость контура осуществима. По табл. П-4-2 принимаем конденсатор типа КПК-1 с изменением емкости от 6 до 25 пФ. Индуктивность контурной катушки вычисляем по уравнению (2-101) $L = 1/[(6,28 \cdot 7075)^2 10^6 2 \cdot 10^{-11}] = 25 \cdot 10^{-8}$ Гн. В табл. 5-1 приведены минимальные индуктивности контурных катушек, при которых их можно выполнить с малым затуханием для указанных в таблице рабочих частот. Полученная индуктивность катушки удовлетворяет табл. 5-1 и приемлема для реализации.

Таблица 5-1

f, МГц	0,1—0,5	0,5—1	1—5	5—10	10—20	20—40	40—100	100—200
L_{min}, мкГн	500—50	300—30	30—12	12—6	6—3	3—0,3	0,3—0,1	0,1—0,05
C_Σ, пФ	60—40	55—40	50—30	40—25	35—20	30—15	15—10	13—8
$C_п$, пФ	35—25	35—20	35—15	30—15	25—10	20—10	10—5	8—3
C_{max}, пФ	500—350	500—350	300—200	200—100	150—100	100—50	50—20	15—10
C_{min}, пФ	15—8	15—8	12—8	10—5	10—5	6—2	4—2	2—1
$C_к$, пФ	12—8	10—6	8—5	6—3	4—2	3—1,5	2—1	1—0,5
$C_{м1} = C_{м2}$, пФ	6	5	4	3	2,5	2	1,5	1

Будем считать выходную емкость кабеля, соединяющего выход антенны с катушкой связи, равной 8 пФ, собственную емкость катушки связи 1 пФ и монтажную емкость, включающуюся параллельно катушке связи, 1 пФ. При этих условиях для настройки антенной цепи на сред-

нюю частоту поддиапазона 12 согласно формуле (2-101) индуктивность катушки должна быть $L_{св} = 1/[(6{,}28\cdot 7075)^2 10^8 (8+1+1)10^{-12}] = 52 \times \times 10^{-8}$ Гн, что вполне осуществимо.

Вычислим взаимоиндуктивность между катушками из выражения (5-3) $M = 0{,}33\cdot 25\cdot 10^{-8} = 825\cdot 10^{-10}$ Гн. Согласно формуле (5-4) $k = \dfrac{825\cdot 10^{-10}}{\sqrt{25\cdot 10^{-8}\cdot 52\cdot 10^{-8}}} = 0{,}23$, что осуществимо даже при однослойных катушках.

5-3. Расчет одноконтурной входной цепи с трансформаторной связью с антенной при переменной настройке

Одноконтурная входная цепь с трансформаторной связью наиболее часто применяется в приемниках декаметровых и более длинных волн, в которых используются несимметричные антенны (штыревые, проволочные). Принципиальная схема рассматриваемой входной цепи изображена на рис. 5-3 .

Если в приемнике нет частотно-селективного усилителя радиосигнала, то параметры контура выбираются при расчете входной цепи. Когда требуемый коэффициент диапазона более 1,3—1,5, подгонка диапазона осуществляется параллельным подстроечным конденсатором, емкость которого определяется уравнением

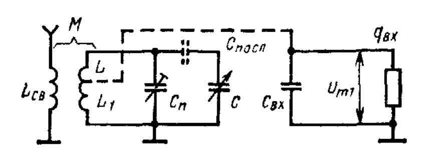


Рис. 5-3.

$$C_п = \frac{C_{max} - k_д^2 C_{min}}{k_д^2 - 1} - C_к - p_1^2 C_1 - p_2^2 C_2, \qquad (5\text{-}11)$$

где C_{max} и C_{min} — максимальная и минимальная емкости конденсатора C, которым настраивается контур в диапазоне рабочих частот; p_1 и p_2 — коэффициенты включения к контуру выхода антенны и входа первого каскада; C_1 и C_2 — выходная емкость антенной цепи и входная емкость первого каскада. При коэффициенте диапазона менее 1,3—1,5 целесообразнее подгонку коэффициента диапазона контура выполнять с помощью последовательного конденсатора $C_{посл}$, так как это обеспечивает большее его характеристическое сопротивление и лучшие селективные свойства каскадов с таким контуром. Включение этого конденсатора показано штриховой линией на рис. 5-3. Подстроечный конденсатор $C_п$ в данном случае используется для выравнивания начальных емкостей всех контуров радиотракта с целью обеспечения их одноручечной настройки. Емкость последовательного конденсатора определяется формулой

$$C_{посл} = Д + \sqrt{Д^2 + Б}, \qquad (5\text{-}12)$$

где

$$Д = \frac{(k_д^2 - 1)\left[C_\Sigma (C_{max} + C_{min}) + C_{max} C_{min}\right]}{2\left[C_\Sigma + (C_{max} - k_д^2 (C_\Sigma + C_{min})\right]},$$

а

$$Б=\frac{(k_Д^2-1)\,C_\Sigma C_{max} C_{min}}{C_\Sigma+C_{max}-k_Д^2(C_\Sigma+C_{min})}, \qquad (5\text{-}13)$$

здесь

$$C_\Sigma=C_п+C_к+p_1^2C_1+p_2^2C_2 \qquad (5\text{-}14)$$

— емкость контура без конденсатора переменной емкости и добавочного конденсатора $C_{посл}$.

Эквивалентная емкость контура при подгонке коэффициента диапазона параллельным подстроечным конденсатором определяется уравнением

$$C_э=C+C_\Sigma, \qquad (5\text{-}15)$$

а при подгонке последовательным конденсатором

$$C_э=\frac{CC_{посл}}{C+C_{посл}}+C_\Sigma. \qquad (5\text{-}16)$$

Индуктивность контурной катушки определяется формулой (2-101).

Наиболее часто собственную частоту антенной цепи выбирают в соответствии с неравенством (2-88) для обеспечения постоянства коэффициента передачи в диапазоне частот. Коэффициент связи между катушками выбирается так, чтобы выполнялись три следующих условия. Он должен обеспечивать расстройку контура антенной не более допустимой (в пределах полосы пропускания контура)

$$k\leqslant k_{\Delta f}\approx\sqrt{\delta_э\,(1-f_A^2/f_{max}^2)}. \qquad (5\text{-}17)$$

Коэффициент связи не должен превышать половины своего значения при согласовании

$$k_c=\left(1-\frac{f_A^2}{f_{max}^2}\right)\sqrt{\frac{\delta_э}{\delta'_A}}. \qquad (5\text{-}18)$$

В приведенных формулах $\delta_э$ и δ'_A — эквивалентное затухание контура и затухание антенной цепи с учетом катушки связи соответственно. Наконец, он не должен превышать конструктивно осуществимого значения при выбранных типах намотки катушек. В случае однослойных катушек, намотанных рядом на цилиндрическом каркасе, коэффициент связи может достигать 0,25—0,3; для многослойной катушки связи и однослойной контурной катушки при тех же условиях 0,35—0,5 и при намотке витков катушки связи между витками контурной катушки 0,8—0,9. Применение общего магнитного сердечника увеличивает коэффициент связи между катушками в 2—3 раза.

Эквивалентное затухание контура входной цепи определяется уравнением

$$\delta_э=\delta\,(1+p_1^2g'_A/g+p_2^2g_{вх}/g). \qquad (5\text{-}19)$$

Полоса пропускания входной цепи вычисляется по равенству (2-85), а коэффициент передачи — по формуле

$$K_{0в.ц}=\frac{kp_2}{\delta_э(1-f_A^2/f^2)}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}. \qquad (5\text{-}20)$$

С целью увеличения коэффициента передачи выгодно повышать коэффициент связи между катушками. Для этого можно вводить компенсацию расстройки контура на средней частоте диапазона увеличением индуктивности контурной катушки на

$$\Delta L_{в.ц} = 0{,}5k^2L\,(1/(1-A) + 1/(1-B)), \qquad (5\text{-}21)$$

где

$$A = f^2_{A\,min}/f^2_{max};\quad B = f^2_{A\,max}/f^2_{min}. \qquad (5\text{-}22)$$

При такой компенсации расстройки коэффициент связи можно брать:

$$k'_{\Delta f} = \sqrt{\frac{2\delta_э\,(1-A)\,(1-B)}{B-A}}. \qquad (5\text{-}23)$$

Когда выполняется неравенство (2-88), выходная проводимость антенной цепи в первом приближении определяется равенством

$$g'_A \approx \delta_{св}/(\omega L_{св}). \qquad (5\text{-}24)$$

При коэффициенте диапазона более 1,2—1,4 характеристики входной цепи вычисляют на крайних частотах поддиапазона, чтобы иметь их зависимость от частоты, а при $k_д > 1{,}4 \div 1{,}6$ еще и на среднеквадратичной частоте

$$f'_{ср} = \sqrt{f_{min}f_{max}}. \qquad (5\text{-}25)$$

Пример 5-2. Рассчитать параметры входной цепи с трансформаторной связью переносного приемника I класса для поддиапазона II. Первым каскадом приемника является резонансный усилитель радиосигнала на транзисторе ГТ308В (g_{11} = 2,5 мСм и C_{11} = 39 пФ). Характеристики входной цепи должны быть не ниже данных варианта 7 табл. 2-11. Антенна штыревая, ее характеристики приведены в табл. 2-10. Минимальная емкость конденсатора для перестройки контура 10 пФ, а максимальная — 365 пФ. Собственное затухание контура равно 0,01, максимально допустимое эквивалентное затухание контура 0,03, затухание катушки связи 0,03.

Согласно табл. 2-2 крайние частоты поддиапазона II определены равными 25,1 и 26,6 МГц. Поскольку $k_д = 1{,}06 < 1{,}3$, то для подгонки граничных частот контура применяем последовательный конденсатор. Без определения коэффициентов включения нельзя найти суммарную начальную емкость контура (5-14). Поэтому целесообразно задаваться ее значением соответственно данным табл. 5-1. Для поддиапазона II ее следует взять равной C_Σ = 30 пФ. При налаживании приемника подгонка этой емкости до нужного значения выполняется регулировкой емкости подстроечного конденсатора. Вычисляем коэффициенты по формулам (5-13) $Д = \dfrac{(1{,}06^2-1)\,[30\,(365+10)+365\cdot 10]}{2\,[30+365-1{,}06^2\,(30+10)]} = 2{,}55$ пФ и $Б = \dfrac{(1{,}06^2-1)\,30\cdot 365\cdot 10}{30+365-1{,}06^2\,(30+10)} = 37{,}5$ (пФ)^2. По уравнению (5-12) находим $C_{посл} = 2{,}55 + \sqrt{2{,}55^2 + 37{,}5} = 9{,}2$ пФ. Эта емкость должна подбираться при налаживании приемника достаточно точно. Поэтому в качестве нее целесообразно взять по табл. П-4-2 конденсатор типа КПК-1 с изменением емкости от 2 до 15 пФ.

Максимальная эквивалентная емкость контура по равенству (5-16) будет $C_{э\,max} = 365 \cdot 9{,}2/(365 + 9{,}2) + 30 = 38{,}9$ пФ. Индуктивность контурной катушки вычисляем по формуле (2-101) на минимальной частоте $L = 1/[(6{,}28 \cdot 251)^2 10^{10} 389 \cdot 10^{-13}] = 105 \cdot 10^{-8}$ Гн, что по табл. 5-1 приемлемо для реализации.

Антенна для приемника постоянная, поэтому можно считать $f_{A\,min} = f_{A\,max} = f_A$. Согласно неравенству (2-88) принимаем $f_A = 0{,}7 \cdot 25{,}1 = 17{,}6$ МГц. Из табл. 2-10 для поддиапазона II выходная емкость антенны равна 6,3 пФ. Положим емкость катушки связи равной 1 пФ и емкость монтажа — 1,7 пФ. Тогда емкость антенного контура будет $C'_A = 6{,}3 + 1 + 1{,}7 = 9$ пФ. Из равенства (2-101) индуктивность катушки связи должна быть $L_{св} = \dfrac{1}{(6{,}28 \cdot 176)^2 \cdot 10^{10} \cdot 9 \cdot 10^{-12}} = 91 \cdot 10^{-7}$ Гн. Согласно табл. 5-1 она может быть принята.

Применяем компенсацию расстройки контура антенной на средней частоте поддиапазона. Вычисляем по формулам (5-22) коэффициенты: $A = 17{,}6^2/26{,}6^2 = 0{,}438$ и $B = 17{,}6^2/25{,}1^2 = 0{,}49$. По равенству (5-23) вычисляем коэффициент связи при допустимой расстройке $k_{\Delta f} = \sqrt{\dfrac{2 \cdot 0{,}03\,(1-0{,}438)\,(1-0{,}49)}{0{,}49-0{,}438}} = 0{,}575$. По формуле (5-18) находим коэффициент связи в режиме согласования $k_c = \left(1 - \dfrac{17{,}6^2}{26{,}6^2}\right)\sqrt{\dfrac{0{,}03}{0{,}03}} = 0{,}562$. Поскольку $k_c < k_{\Delta f}$, то можно выбрать коэффициенты из условия получения максимального коэффициента передачи при заданном эквивалентном затухании контура. При заданном затухании минимальная полоса пропускания входной цепи согласно уравнению (2-85) $П_{в.ц\,min} = 0{,}03 \cdot 251 \cdot 10^5 = 753\,000$ Гц, что гораздо шире требуемой полосы пропускания приемника (см. § 2-4). Поэтому для повышения селективности входной цепи можно уменьшить эквивалентное затухание контура до 0,02. Изменение частоты в пределах поддиапазона II весьма малое (6 %). В данном случае с допустимой погрешностью можно полагать все характеристики транзистора и входной цепи постоянными и равными своим значениям на средней частоте поддиапазона $f_{ср} = 0{,}5 \cdot (25{,}1 + 26{,}6) = 25{,}85$ МГц.

По формуле (2-55) вычисляем $g = 0{,}01/(6{,}28 \cdot 2585 \cdot 10^4 \cdot 105 \times 10^{-8}) = 586 \cdot 10^{-7}$ См. Из равенства (5-24) находим $g'_A = 0{,}03/(6{,}28 \times 2585 \cdot 10^4 \cdot 91 \cdot 10^{-7} = 203 \cdot 10^{-7}$ См. По уравнению (5-5) получаем $p_1 K_{в.ц} = \sqrt{\dfrac{586 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 203 \cdot 10^{-7}}\left(\dfrac{0{,}02}{0{,}01} - 1\right)} = 1{,}2$ и по (5-6) $p_2 K_{в.ц} = \sqrt{\dfrac{586 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}}\left(\dfrac{0{,}02}{0{,}01} - 1\right)} = 0{,}108$. Пользуясь формулой (5-3), вычисляем необходимый коэффициент связи $k = 1{,}2\sqrt{\dfrac{105 \cdot 10^{-8}}{91 \cdot 10^{-7}}} = 0{,}4$. Это меньше допустимого из условия расстройки и конструктивно осуществимо при однослойной контурной и многослойной катушках связи. Поэтому примем данный коэффициент связи за окончательное значение. По уравнению (5-21) находим $\Delta L_{в.ц} = 0{,}5 \cdot 0{,}4^2 \cdot 105 \cdot 10^{-8}\,(1/(1-0{,}438) + 1/(1-0{,}49)) = 31 \cdot 10^{-9}$ Гн и для компенсации расстройки индуктивность контурной катушки должна быть $L' = 105 \cdot 10^{-8} + 31 \cdot 10^{-9} = 108 \cdot 10^{-8}$ Гн.

По формуле (5-20) вычисляем

$$K_{\text{в. ц}}=\frac{0,4\cdot 0,108}{0,02(1-176^2\cdot 10^{10}/(2585^2\cdot 10^8))}\sqrt{\frac{105\cdot 10^{-8}}{91\cdot 10^{-7}}}=1,58.$$

Таким образом, рассчитанная входная цепь имеет в 1,5 раза меньшее эквивалентное затухание контура и в 2 раза больший коэффициент передачи по сравнению с вариантом 7 табл. 2-11.

5-4. Расчет одноконтурной входной цепи с внешнеемкостной связью с антенной при переменной настройке

Схема рассматриваемой входной цепи приведена на рис. 5-4. Чтобы расстройка контура антенной не превышала допустимой, емкость конденсатора связи берут малой: в километровом диапазоне волн она не превышает 25—30 пФ, в гектаметровом — 10—15 пФ и в декаметровом — 2—5 пФ. При этом результирующая емкость антенной цепи

$$C'_{\text{А}}=C_{\text{св}}C_{\text{А}}/(C_{\text{св}}+C_{\text{А}})<C_{\text{св}} \quad (5\text{-}26)$$

получается малой и обычно выполняется условие

$$f'_{\text{А}}=\frac{1}{\sqrt{L_{\text{А}}C'_{\text{А}}}}>(1,5\div 2)f_{\max}. \quad (5\text{-}27)$$

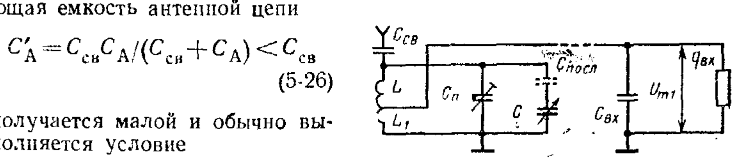


Рис. 5-4.

Расчет параметров колебательного контура выполняется для данной входной цепи по методике § 5-3.

Благодаря слабой связи антенной цепи с контуром и малым потерям антенной цепи в данной входной цепи с малой погрешностью можно считать, что антенная цепь не вносит активного сопротивления в контур входной цепи. Иначе говоря, в формуле (5-19) можно полагать $g'_{\text{А}}=0$. Поэтому принимают полное включение антенны к контуру ($p_1=1$), что и показано на рис. 5-4. На основании сказанного в данной схеме нельзя обеспечить выбор коэффициентов включения по формулам (5-5) и (5-6), чтобы получить минимальное затухание контура при заданном коэффициенте передачи или максимальный коэффициент передачи при заданном эквивалентном затухании.

Коэффициент передачи рассматриваемой входной цепи определяется уравнением

$$K_{0\,\text{в. ц}}=\frac{C_{\text{А}}C_{\text{св}}}{C_{\text{А}}+C_{\text{св}}}\,\frac{p_2L}{\delta_{\text{э}}}\,\omega_0^2. \quad (5\text{-}28)$$

При постоянном $\delta_{\text{э}}$ в широком диапазоне частот коэффициент передачи резко увеличивается с ростом частоты. Он также увеличивается с ростом коэффициента включения входа первого каскада к контуру. Но при этом увеличивается и эквивалентное затухание. Поэтому существует оптимальное значение

$$p_{2\text{с}}=\sqrt{g/g_{\text{вх}}}, \quad (5\text{-}29)$$

при котором обеспечивается режим согласования между проводимостями контура и входа первого каскада. В этом случае

$$K_{\text{ов. ц. с}}=\frac{C_{\text{А}}C_{\text{св}}}{C_{\text{А}}+C_{\text{св}}}\frac{\omega}{2\sqrt{gg_{\text{вх}}}} \qquad (5\text{-}30)$$

и

$$\delta_{\text{э}}=2\delta. \qquad (5\text{-}31)$$

Когда требуется получить $\delta_{\text{э}} < 2\delta$, режим согласования не приемлем и допустимый коэффициент включения входа первого каскада находят из уравнения (5-19), полагая $g'_{\text{А}} = 0$.

Из рис. 5-4 следует, что за счет антенны к контуру подключается емкость $C'_{\text{А}}$ и расстраивает его. Поэтому при допустимой расстройке емкость конденсатора связи должна удовлетворять неравенству

$$C_{\text{св}} \leqslant \delta_{\text{э}} C_{\text{э min}}. \qquad (5\text{-}32)$$

Пример 5-3. Рассчитать параметры входной цепи с внешнеемкостной связью, полагая исходные данные соответствующими примеру 5-2.

Поскольку исходные данные соответствуют примеру 5-2, то параметры контура сохраняются такими же.

Вычисляем по формуле (5-16) $C_{\text{э min}} = 10 \cdot 9{,}3/(10+9{,}2)+30 = 34{,}8$ пФ. Максимальная допустимая емкость конденсатора связи согласно неравенству (5-32) $C_{\text{св}} \leqslant 0{,}02 \cdot 34{,}8 = 0{,}7$ пФ. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 0,68 пФ.

Поскольку $\delta_{\text{э}}/\delta = 2$, что соответствует уравнению (5-31), то осуществим режим согласования. По уравнению (5-29) $p_{2\text{с}} = \sqrt{586 \cdot 10^{-7}/0{,}0025}=0{,}15$. По формуле (5-28) вычисляем $K_{\text{0в. ц}} = \frac{6{,}3 \cdot 0{,}68}{6{,}3+0{,}68} 10^{-12} \frac{0{,}15 \cdot 105 \cdot 10^{-7} \cdot 6{,}28^2 \cdot 2585^2 \cdot 10^8}{0{,}02} = 1{,}28$.

5-5. Расчет входной цепи с переменной настройкой при магнитной антенне

Магнитные антенны чаще всего применяют в декаметровом и более длинноволновых диапазонах волн. Их преимуществом являются малые размеры, благодаря чему легко использовать направленные свойства для ослабления действия мешающих радиостанций. Однако эти антенны обладают очень малой действующей высотой. В формуле:

$$h_{\text{д}}=164 d_{\text{с}}^2 \mu_{\text{д}} w f \cdot 10^{-10}, \qquad (5\text{-}33)$$

$d_{\text{с}}$ — диаметр стержня сердечника; $\mu_{\text{д}}$ — его действующая магнитная проницаемость; w — число витков; f — частота сигнала. Действующая высота магнитной антенны обычно не превышает 0,5—1 см, что сильно увеличивает удельный вес собственных шумов приемника по сравнению с внешними помехами. Для повышения $\mu_{\text{д}}$ следует брать большее отношение $l_{\text{с}}/d_{\text{с}}$, где $l_{\text{с}}$ — длина сердечника.

При нескольких рабочих поддиапазонах на одном сердечнике выполняют антенны для двух поддиапазонов. В этом случае оптималь-

ное размещение обмоток на сердечнике соответствует рис. 5-5 и определяется равенствами:

$$a/l_с=0,3 \text{ и } l_к/l_с=0,2, \tag{5-34}$$

в которых $l_к$ — длина намотки контурной катушки. Диаметр контурной катушки $d_к$ должен быть по возможности ближе к диаметру сердечника.

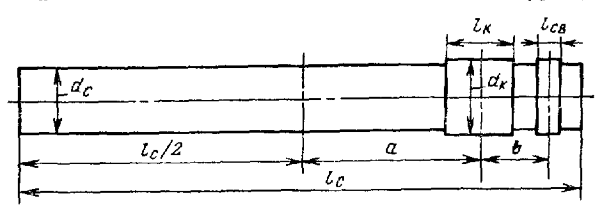


Рис. 5-5.

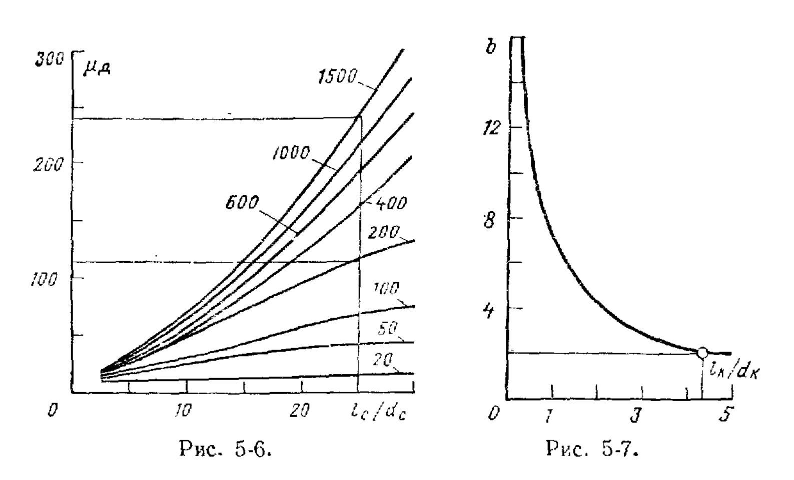


Рис. 5-6.

Рис. 5-7.

Поэтому катушки наматывают на тонкий каркас, туго насаживаемый на сердечник.

Параметры контура рассматриваемой входной цепи выбираются по методике § 5-3. При известной индуктивности контурной катушки число ее витков определяется уравнением

$$w=2280\times$$

$$\times\sqrt{\frac{L\,(d_к/d_с+\sqrt{d_к/d_с})}{\mu_д b d_к\,(0,09+0,95 l_к/l_с)\,[1-0,765\,(2a/l_с)^2-0,255\,(l_к/l_с)^2]}}. \tag{5-35}$$

Действующую магнитную проницаемость сердечника определяют по графикам рис. 5-6. Материал сердечника выбирают так, чтобы в рабочем диапазоне частот он обеспечивал малое эквивалентное затухание контура. На километровых волнах берут сердечники с магнитной проницаемостью 600—2000, на гектометровых — 400—1000, на декаметро-

вых 100—400 и метровых 10—75. Параметр b определяют по графику рис. 5-7. После вычисления числа витков выбирают диаметр провода без изоляции d для намотки катушки так, чтобы выполнялось неравенство

$$1{,}3d < l_к/w < 3. \quad (5\text{-}36)$$

Собственное затухание контуров в километровом и гектометровом диапазонах волн обычно составляет 0,008—0,01, а в декаметровом и метровом — 0,01—0,02.

На рис. 5-8 приведены наиболее распространенные схемы входных цепей с ферритовыми антеннами. На рис. 5-8, *а* изображена схема с индуктивной связью со входом первого каскада. Она обеспечивает достаточно хорошее постоянство коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот, но ее полоса пропускания значительно возрастает с увеличением частоты, что ухудшает селективность в конце поддиапазона. Схема с внутриемкостной связью (рис. 5-8, *б*) дает достаточно большое

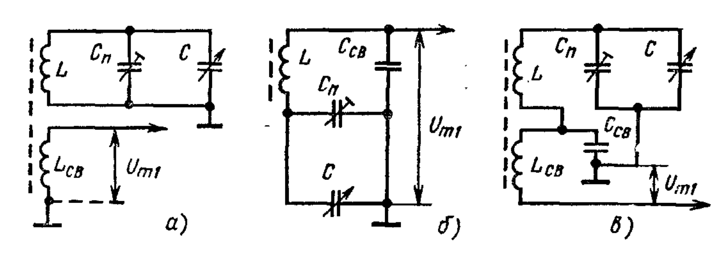


Рис. 5-8.

возрастание коэффициента передачи с частотой, но обеспечивает хорошее постоянство полосы пропускания. Ее применение целесообразно при высоких требованиях к селективности. Схема с индуктивно-емкостной связью со входом первого каскада (рис. 5-8, *в*) обеспечивает больший коэффициент передачи при лучшем постоянстве параметров в диапазоне частот, поэтому имеет применение в высококлассных приемниках.

1. *При трансформаторной связи* со входом первого каскада и заданном эквивалентном затухании входного контура индуктивность катушки связи вычисляют по формуле

$$L_{св\,\delta_э} \approx 0{,}44\,(\delta_э - \delta)/(g_{вх} f_{min}). \quad (5\text{-}37)$$

Здесь $g_{вх}$ должно соответствовать минимальной частоте поддиапазона. Если требуется обеспечить минимальный коэффициент шума первого каскада, то берут:

$$L_{св.\,ш} \approx 0{,}44\delta/(g_ш f_{min}) \quad (5\text{-}38)$$

Проводимость $g_ш$ соответствует условию обеспечения минимального коэффициента шума в первом каскаде. Для схемы с ОЭ она определяется равенством

$$g_ш = \sqrt{\frac{g\,(1 + r_б g) + G_ш\,(1 + r_б g)^2 + r_б b_{11}^2 + R_ш\,(g + g_{11})^2}{r_б + R_ш}}. \quad (5\text{-}39)$$

Эквивалентное затухание входного контура

$$\delta_э = \delta\left(1 + 2{,}26\frac{L_{св}}{\delta}g_{вх}f\right). \qquad (5\text{-}40)$$

Коэффициент передачи входной цепи

$$K_{0в.ц} = \frac{0{,}6}{\delta_э}\sqrt{\frac{L_{св}}{L}}. \qquad (5\text{-}41)$$

2. *При внутриемкостной связи* со входом первого каскада и заданном эквивалентном затухании емкость конденсатора связи берут из уравнения

$$C_{св\,\delta_э} = \frac{1}{\omega_{0\,min}^2 L}\left(\sqrt{\frac{g_{вх}\omega_{min}L}{\delta_э - \delta}} - 1\right). \qquad (5\text{-}42)$$

Входная проводимость транзистора должна соответствовать минимальной частоте поддиапазона. Для обеспечения минимального коэффициента шума первого каскада следует принимать:

$$C_{св.ш} = \frac{\sqrt{g_ш/g} - 1}{\omega_{0\,min}^2 L}. \qquad (5\text{-}43)$$

При расчете по формулам (5-39) и (5-42) проводимость контура и параметры транзистора должны соответствовать минимальной частоте поддиапазона.

Конденсатор связи включается в контур последовательно с основными конденсаторами и уменьшает коэффициент диапазона. Поэтому данную схему можно применять при относительно малых $k_д < 1{,}5$ и если

$$C_{св} \geqslant (20 \div 30)\,(C_{max} + C_\Sigma) - C_{вх}. \qquad (5\text{-}44)$$

Эквивалентное затухание контура вычисляется по формуле

$$\delta_э = \delta\left[1 + \frac{g_{вх}}{g\,(1 + \omega^2 L C_{св})}\right]. \qquad (5\text{-}45)$$

Коэффициент передачи определяется уравнением

$$K_{0в.ц} = 1/(\delta_э C_{св} L \omega_{min}^2). \qquad (5\text{-}46)$$

Чтобы обеспечить требуемый коэффициент диапазона, суммарная емкость C_Σ должна выбираться по уравнению

$$C_\Sigma = \sqrt{\begin{array}{l}0{,}25\,(C_{max} + C_{min} + C_{св})^2 + \\ + \dfrac{C_{св}}{k_д^2 - 1}\,(C_{max} - k_д^2 C_{min}) - C_{max}C_{min}\end{array}} - 0{,}25\,(C_{max} + C_{min} + C_{св}). \qquad (5\text{-}47)$$

3. *При трансформаторно-емкостной связи* для заданного эквивалентного затухания индуктивность катушки связи берут вдвое

меньше значения, определяющегося формулой (5-37), а емкость конденсатора связи вдвое больше значения, получающегося по уравнению (5-42). Коэффициент передачи в этом случае равен сумме значений, получающихся при расчете по формулам (5-41) и (5-46) на одинаковых рабочих частотах.

Пример 5-4. Рассчитать параметры входной цепи поддиапазона 2 переносного приемника 1 класса при трансформаторной связи с первым каскадом. В п. 3 § 2-5 для поддиапазона 2 определено минимально необходимое эквивалентное затухание контура $\delta_э = 0{,}039$ и собственное 0,01. В первом каскаде приемника используется транзистор ГТ308В с параметрами из табл. 6-2. Емкость конденсатора переменной емкости изменяется от 10 до 365 пФ.

Согласно табл. 2-2 граничные частоты поддиапазона 2 равны 515 и 1640 кГц при $k_д = 3{,}18$. Поскольку $k_д$ достаточно большой, подгонку коэффициента диапазона контура выполняем с помощью подстроечного конденсатора. Чтобы получить требуемый коэффициент диапазона, следует иметь:

$$C_\Sigma = \frac{(C_{max} - k_д^2 C_{min})}{(k_д^2 - 1)}. \quad (5\text{-}48)$$

В данном случае $C_\Sigma = (365 - 3{,}18^2 \cdot 10)/(3{,}18^2 - 1) = 29$ пФ, что соответствует табл. 5-1 и может быть принято. По уравнению (5-15) находим $C_{э\,max} = 365 + 29 = 394$ пФ и по равенству (2-101) $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 515^2 \cdot 10^6 \cdot 394 \cdot 10^{-12}) = 0{,}000242$ Гн. Выбираем сердечник длиной 20 см, диаметром 8 мм при магнитной проницаемости 1500. По рис. 5-6 для $l_c/d_c = 20/0{,}8 = 25$ находим $\mu_д = 240$. Принимаем $d_к = 1{,}15\,d_c = 1{,}15 \cdot 0{,}8 = 0{,}92$ см. По второму равенству (5-34) определяем $l_к = 0{,}2 \cdot 20 = 4$ см. Отношение $l_к/d_к = 4/0{,}92 = 4{,}35$. По рис. 5-7 получаем коэффициент $b = 2$. Подставляя полученные значения в уравнение (5-35), имеем

$$w = 2280 \times \sqrt{\frac{0{,}000242\,(1{,}15 + \sqrt{1{,}15})}{240 \cdot 2 \cdot 0{,}0092\,(0{,}09 + 0{,}95 \cdot 0{,}2)\,(1 - 0{,}765 \cdot 0{,}6^2 - 0{,}255 \cdot 0{,}2^2)}} = 42.$$

По равенству (5-25) находим $f'_{ср} = \sqrt{515 \cdot 1640} = 920$ кГц. Из формулы (5-33) вычисляем для начала поддиапазона $h_{д515} = 164 \cdot 0{,}008^2 \cdot 240 \cdot 42 \cdot 515\,000 \cdot 10^{-10} = 0{,}0053$ м. Аналогично получаем $h_{д920} = 0{,}0096$ м и $h_{д1640} = 0{,}0171$ м. Пользуясь уравнением (5-37), находим $L_{св} \approx 0{,}44\,(0{,}039 - 0{,}01)\,/\,(0{,}001 \cdot 515\,000) = 0{,}000025$ Гн.

Проверим значение суммарной емкости C_Σ. Положим $C_к = 4$ пФ, а $C_м = 2$ пФ. Для схемы входной цепи с магнитной антенной в формуле (5-14) следует считать $C_1 = 0$, а коэффициент связи между катушками $k \approx 0{,}6$. Тогда по аналогии с формулой (5-3) можно записать $p_2 = 0{,}6\sqrt{\frac{0{,}000025}{0{,}000242}} = 0{,}2$. Средняя емкость подстроечного конденсатора согласно уравнению (5-14) должна быть $C_п = 29 - 4 - 0{,}2^2\,(2 + 40) = 23{,}3$ пФ. Из табл. П-4-2 выбираем конденсатор типа КПК-1 емкостью 6 — 25 пФ.

По равенству (5-40) вычисляем эквивалентное затухание контура для середины и конца поддиапазона: $\delta_{э920} = 0{,}073$ и $\delta_{э1640} = 0{,}133$. Коэффициент передачи находим по формуле (5-41) $K_{0\,в.ц\,515} =$

$= \frac{0,6}{0,039}\sqrt{\frac{0,000025}{0,000242}} = 5$; $K_{\text{ов.п}920} = 2,7$ и $K_{\text{ов.п}1640} = 1,5$. Полоса пропускания согласно равенству (2-85) $П_{515} = 0,039 \cdot 515 = 20$ кГц, $П_{920} = 67$ кГц и $П_{1640} = 212$ кГц.

5-6. Расчет входной цепи приемника «для охоты на лис»

Схема рассматриваемой входной цепи показана на рис. 5-9. Чтобы получить диаграмму направленности в виде кардиоиды, необходимо обеспечить равные коэффициенты передачи по полю от штыревой антенны A_1

$$K_{0\,\text{в.п.ш}} = \frac{p_2 h_{\text{д.ш}}}{\omega_{\min} C_{\text{э}\max} \delta_{\text{э}} Z_{\text{A}}} \tag{5-49}$$

и рамочной (или магнитной) антенны

$$K_{0\,\text{в.п.р}} = p_2 h_{\text{д.р}} / \delta_{\text{э}}. \tag{5-50}$$

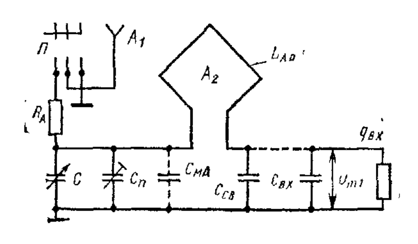


Рис. 5-9.

Индуктивностью входного контура является индуктивность $L_{\text{А р}}$ рамочной антенны. Поэтому расчет начинают с определения необходимого изменения эквивалентной емкости входного контура для обеспечения требуемого коэффициента диапазона. Емкость конденсатора связи $C_{\text{св}}$ со входом первого каскада должна удовлетворять неравенству (5-44), в котором C_Σ определяется уравнением (5-14). Эквивалентное затухание входного контура находится из равенства

$$\delta_{\text{э}} = \delta\left[1 + p_1^2 \frac{1}{R_{\text{A}}\left(1 + \frac{1}{\omega_{\min}^2 C_{\text{A}}^2 R_{\text{A}}^2}\right)\delta\omega_{\min} C_{\text{э}\max}} + p_2^2 \frac{g_{\text{вх}}}{\delta\omega_{\min} C_{\text{э}\max}}\right], \tag{5-51}$$

где

$$p_1 = \frac{C_{\text{св}} + C_{\text{вх}}}{C_{\max} + C_{\text{п}} + C_{\text{мА}} + C_{\text{вх}} + C_{\text{св}}} \tag{5-52}$$

$$p_2 = \frac{C_{\max} + C_{\text{п}} + C_{\text{мА}}}{C_{\max} + C_{\text{п}} + C_{\text{мА}} + C_{\text{вх}} + C_{\text{св}}}; \tag{5-53}$$

$$C_{\text{э}\max} = \frac{(C_{\max} + C_{\text{п}} + C_{\text{мА}})(C_{\text{вх}} + C_{\text{св}})}{C_{\max} + C_{\text{п}} + C_{\text{мА}} + C_{\text{вх}} + C_{\text{св}}} \tag{5-54}$$

и $C_{\text{мА}}$ — емкость, вносимая в контур от монтажа и штыревой антенны.

При выполнении неравенства (5-44) коэффициент включения входа первого каскада не должен превышать 0,03—0,05, а коэффи-

циент включения штыревой антенны будет больше 0,97—0,95, что является одним из исходных данных расчета. Обозначим:

$$C_п + C_{мА} = C_\Sigma. \quad (5\text{-}55)$$

Тогда для обеспечения диапазонных свойств контура необходимая емкость $C_п$ находится из равенства (5-47) с учетом (5-55).

Сопротивление антенного резистора определяется неравенством

$$R_А \geqslant \frac{(3 \div 6)(C_{max} + C_\Sigma)}{\omega_{min} C_\Sigma C_{мА}}. \quad (5\text{-}56)$$

Чем больше это сопротивление, тем лучше фазировка сигналов от обеих антенн при их сложении, выше селективность, но несколько меньше коэффициент передачи штыревой антенны, так как модуль полного сопротивления этой антенны

$$Z_А \approx \sqrt{R_А^2 + 1/(\omega^2 C_{мА}^2)}. \quad (5\text{-}57)$$

Действующая высота штыревой антенны длиной $l_А$

$$h_{Аш} \approx (0,5 \div 0,6)\, l_А. \quad (5\text{-}58)$$

Индуктивность рамочной антенны вычисляется по формуле (2-101) для ω_{min}.

Пример 5-5. Рассчитать входную цепь приемника «для охоты на лис» по следующим исходным данным: диапазон рабочих частот 3,5—3,8 МГц, выходная емкость штыревой антенны 8 пФ, начальная емкость контура усилителя радиосигнала C_Σ = 130 пФ, собственное затухание входного контура 0,008, конденсатор переменной емкости 4—20 пФ. В первом каскаде приемника используется транзистор ГТ310Б.

По табл. П-1-2 и П-1-5 определяем для средней частоты диапазона 3,65 МГц: g_{11} = 0,63 мСм и C_{11} = 63 пФ. При среднем значении численного коэффициента из уравнения (5-44) находим $C_{св} \geqslant 25(20 + 130) - 63 = 3687$ пФ. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 3900 пФ. Подставляя в уравнение (5-47) вместо $C_{св}$ сумму емкостей $C_{св} + C_{11} = 3900 + 63 = 3963$ пФ, получаем необходимую емкость

$$C_\Sigma = \sqrt{0,25(20 + 4 + 3963)^2 + \frac{3963}{1,085^2 - 1}(20 - 1,085^2 \cdot 4) - 4 \cdot 20} - 0,5(20 + 4 + 3963) = 77 \text{ пФ}.$$

Из равенства (5-55) находим $C_п$ = 77 — 8 = 69 пФ. По табл. П-4-2 принимаем конденсатор типа КПК-2 емкостью от 25 до 100 пФ.

Положив численный коэффициент равным 5, по неравенству (5-56) находим:

$$R_А \geqslant \frac{5(20 + 77) \cdot 10^{-12}}{6,28 \cdot 35 \cdot 10^5 \cdot 77 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-12}} = 36 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 36 кОм.

Пользуясь уравнением (5-54), вычисляем:

$C_{э'max} = (20 + 69 + 8)(3900 + 63) / (20 + 69 + 8 + 3900 + 63) = 95$ пФ.

По формуле (2-101) находим индуктивность магнитной антенны $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 35^2 \cdot 10^{10} \cdot 95 \cdot 10^{-12}) = 219 \cdot 10^{-7}$ Гн.

Из равенства (5-52) и (5-53) определяем: $p_1 = (3900 + 63) / (20 + 69 + 8 + 3900 + 63) = 0{,}975$ и $p_2 = (20 + 69 + 8) / (20 + 69 + 8 + 3900 + 63) = 0{,}024$.

Эквивалентное затухание входного контура в соответствии с (5-51) будет:

$$\delta_э = 0{,}008 \left[1 + \frac{0{,}975^2}{36 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 35^2 \cdot 10^{10} \cdot 8^2 \cdot 10^{-24} \cdot 36^2 \cdot 10^6}\right) \times 0{,}008 \cdot 6{,}28 \cdot 35 \cdot 10^5 \cdot 95 \cdot 10^{-12}} + \frac{0{,}024^2 \cdot 63 \cdot 10^{-5}}{0{,}008 \cdot 6{,}28 \cdot 35 \cdot 10^5 \cdot 95 \cdot 10^{-12}} \right] = 0{,}0212.$$

Выбираем для магнитной антенны сердечник длиной 20 см, диаметром 8 мм и $\mu = 200$. По графикам рис. 5-6 находим $\mu_д = 115$. Остальные геометрические соотношения антенны примем соответствующими примеру (5-4). Тогда по формуле (5-35) число витков

$$w = 2280 \cdot \sqrt{\frac{219 \cdot 10^{-7} (1{,}15 + \sqrt{1{,}15})}{115 \cdot 2 \cdot 0{,}0092 (0{,}9 + 0{,}95 \cdot 0{,}2) \times (1 - 0{,}765 \cdot 0{,}6^2 - 0{,}255 \cdot 0{,}2^2)}} = 12{,}3.$$

Из уравнения (5-33) получаем $h_{д.п} = 164 \cdot 0{,}008^2 \cdot 115 \cdot 12{,}3 \cdot 35 \cdot 10^5 \cdot 10^{-10} = 0{,}0052$ м. По формуле (5-50) получаем $K_{0\,в.ц} = 0{,}024 \cdot 0{,}0052/0{,}0212 = 0{,}0059$ м. Из равенства (5-57) находим

$$Z_A = \sqrt{36\,000^2 + \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 35^2 \cdot 10^{10} \cdot 8^2 \cdot 10^{-24}}} = 36\,000 \text{ Ом}.$$

Подставляя полученное значение коэффициента передачи в уравнение (5-49), определяем необходимую действующую высоту штыревой антенны $h_{д.ш} = 0{,}0059 \cdot 35 \cdot 10^5 \cdot 95 \cdot 10^2 \cdot 0{,}0212 \cdot 36\,000/0{,}024 = 0{,}041$ м. Принимая среднее значение численного коэффициента, из формулы (5-58) находим длину штыря антенны $l_A = 0{,}041/0{,}55 = 0{,}075$ м.

Глава шестая

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛА

6-1. Исходные данные и задачи расчета

Общими характеристиками приемника определяются диапазон рабочих частот $f_{c\,min} - f_{c\,max}$ или рабочие поддиапазоны, граничные частоты которых вычисляются при расчете структурной схемы приемника. При расчете структурной схемы приемника выбираются:

число каскадов и их схемы; тип транзистора и его режим работы; напряжение источника питания; минимально необходимые коэффициент усиления K_0, эквивалентное затухание контура $\delta_э$, обеспечивающее минимально допустимые ослабления зеркального канала $d_з$ и сигналов с промежуточной частотой $d_{пр}$; входные параметры преобразователя частоты $g_{вх.\,пч}$ и $C_{вх.\,пч}$.

При расчете усилителя радиосигнала необходимо уточнить схему колебательных контуров, определить параметры всех его элементов, обеспечивающих работу в диапазоне рабочих частот; уточнить рабочий режим транзисторов, чтобы все исходные данные удовлетворялись с небольшим запасом; составить полную принципиальную схему усилителя и рассчитать параметры всех ее элементов, включая межкаскадные цепи.

6-2. Расчет контуров с переменной настройкой конденсатором или варикапом

Типовая принципиальная схема транзисторного резонансного усилителя с ОЭ и переменной настройкой изображена на рис. 6-1, *а*. На рис. 6-1, *б* представлена аналогичная схема с полевым однозатворным транзистором. Для двухзатворного полевого транзистора аналогичная схема дана на рис. 2-12. Сравнение каскадов показывает, что колебательные контуры в них выполняются по одинаковой схеме. Такую же схему обычно имеет контур входной цепи (см. рис. 5-3). Выбор коэффициентов включения в контур транзистора каскада p_1 и входа следующего каскада p_2 осуществляется при расчете каскада. Однако без него согласно формуле (5-8) нельзя точно определить эквивалентную емкость контура. Поэтому предварительный расчет контура осуществляют, задавшись емкостью C_Σ по данным табл. 5-1. Затем выбирают конденсатор переменной емкости C, используя, например, табл. П-4-1 и данные табл. 5-1.

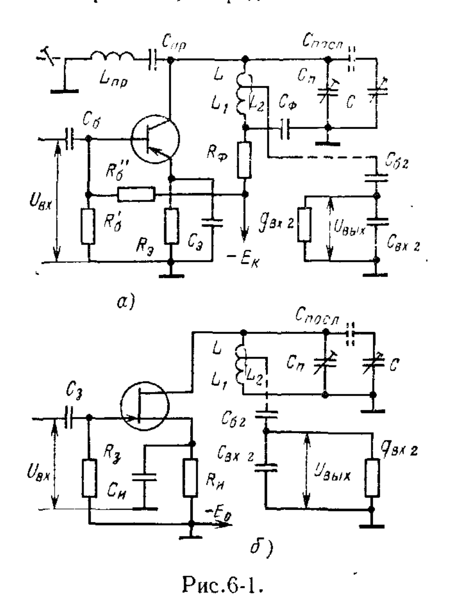


Рис.6-1.

Когда коэффициент диапазона более 1,3—1,5, подгонку диапазона целесообразнее осуществлять подбором емкости подстроечного конденсатора $C_п$, исключив из контура последовательно включенный конденсатор $C_{посл}$. Для этого по формуле (5-48) вычисляют емкость C_Σ. Если ее значение равно или превышает минимальное, приведенное в табл. 5-1, то выбранный конденсатор переменной емкости обеспечит перестройку колебательного контура в заданном диапазоне частот. После этого

по формуле (5-15) определяют максимальную эквивалентную емкость контура и по ее значению из уравнения (2-101) находят индуктивность контурной катушки. При наличии в приемнике нескольких поддиапазонов частот подобный расчет ведут для поддиапазона с наибольшим коэффициентом диапазона. Если коэффициент диапазона менее 1,3—1,4, то подгонку диапазона выгоднее осуществлять включением в контур последовательного конденсатора $C_{посл}$. Для расчета его емкости используют уравнение (5-12). Конденсатор переменной емкости выбирают с учетом сказанного ранее. Вычислив максимальную емкость колебательного контура по равенству (5-16), из формулы (2-101) определяют индуктивность контурной катушки.

Если перестройка колебательного контура осуществляется с помощью варикапа, то его выбор производится так же, как и выбор конденсатора переменной емкости, т. е. по значениям минимальной и максимальной емкостей диода при возможном управляющем напряжении

$$U_у \leqslant (0,3 \div 0,5)\, E_0, \qquad (6\text{-}1)$$

Таблица 6-1

Диод	Управляющее напряжение, В											Максимальная рабочая частота, МГц
	0	0,5	1	2	3	4	5	6	7	10	15	
ДГ-Ц27	80	37	30	20	15	12	10	9,5	9	8	7	150
Д202	78	65	60	52	47	44	42	41	39	33	27	150
Д231	980	800	760	740	715	707	700	692	685	670	650	150
Д813	370	265	250	190	150	120	100	94	90	—	—	200
Д816	620	500	450	400	385	363	370	362	355	343	320	200
Д817	570	420	375	330	315	307	300	290	282	275	260	250
Д902	17	15,1	14,5	12,5	11,2	10,2	9,5	8,7	8	6,5	4,5	500

где E_0 — напряжение источника питания приемника. В табл. 6-1 приведены емкости некоторых полупроводниковых диодов в пикофарадах в зависимости от напряжения между их электродами. Анализ данных табл. 6-1 показывает, что при управляющем напряжении 6 В и емкостях C_Σ, приведенных в табл. 5-1, диоды с наибольшей максимальной емкостью (Д231, Д813, Д816, Д817) в радиовещательных поддиапазонах 1 и 2 обеспечивают коэффициент диапазона не более 1,2—1,7. Это значительно меньше требуемого (2,83—3,18).

Применим два диода Д813, которые при нулевом управляющем напряжении подключаются параллельно, что обеспечивает максимальную эквивалентную емкость контура $C_{э\max} = C_\Sigma + 2C_{\max}$. Для перестройки контура увеличивается управляющее напряжение на первом диоде до максимума, что уменьшает эквивалентную емкость контура. После этого первый диод отключается и на втором диоде увеличивается управляющее напряжение, чем достигается минимальная эквивалентная емкость контура $C_{э\min} = C_\Sigma + C_{\min}$. При этом согласно формуле (2-1) коэффициент диапазона будет $k_д = \sqrt{\dfrac{50 + 2 \cdot 370}{50 + 94}} = 2,35$.

Это также меньше требуемого. При включении указанным способом четырех диодов можно получить $k_д = 3{,}28$, что позволит получить полное перекрытие рассматриваемых поддиапазонов.

Изменение емкости варикапов в зависимости от управляющего напряжения происходит по криволинейному закону. Поэтому достижение хорошей линейности шкалы настройки приемника для создания управляющего напряжения требует применения специальных потенциометров, обеспечивающих медленное (от угла поворота ручки) нарастание напряжения при малых его значениях и более быстрое при больших.

Благодаря наличию активной проводимости варикап несколько увеличивает собственное затухание контура. Но варикапы позволяют уменьшать размеры и массу контура, что особенно желательно для портативных и переносных приемников. Из-за существенного разброса параметров при одноручечной настройке всех контуров радиотракта варикапами требуется применять специальные меры для обеспечения необходимого сопряжения настроек контуров [16].

В радиовещательных поддиапазонах с 3 по 12 один варикап (например, Д202 или Д902) обеспечит необходимую перестройку контура.

Пример 6-1. Рассчитать параметры колебательного контура для поддиапазона 2 ($f_{min} = 515$ кГц, $f_{max} = 1640$ кГц, $k_д = 3{,}18$).

Из табл. П-4-1 выбираем конденсатор с изменением емкости от 10 до 365 пФ. Поскольку $k_д > 1{,}5$, применяем параллельный конденсатор для подгонки крайних частот контура и по формуле (5-48) вычисляем требующуюся емкость $C_\Sigma = (365 - 3{,}18^2 \cdot 10) / (3{,}18^2 - 1) = 29$ пФ, что практически допустимо, так как лишь на 3 % ниже данных табл. 5-1. Пользуясь формулой (5-15), вычисляем $C_{э\,max} = 365 + 29 = 394$ пФ. По уравнению (2-101) находим индуктивность контурной катушки $L = 6{,}28^2 \cdot 515^2 \cdot 10^6 \cdot 394 \cdot 10^{-12} = 0{,}00024$ Гн, что удовлетворяет данным табл. 5-1.

Пример 6-2. Рассчитать параметры колебательного контура для поддиапазона 12 при настройке варикапом ($f_{min} = 67$ МГц, $f_{max} = 74{,}5$ МГц, $k_д = 1{,}11$, $E_0 = 12$ В).

Выбираем из табл. 6-1 диод Д902. При максимальном численном коэффициенте из равенства (6-1) находим $U_у = 0{,}5 \cdot 12 = 6$ В. В этом случае изменение емкости диода согласно табл. 6-1 происходит от 8,7 до 17 пФ. При параллельном конденсаторе для подгонки коэффициента диапазона по формуле (5-48) получаем $C_\Sigma = (17 - 1{,}11^2 \cdot 8{,}7) / (1{,}11^2 - 1) = 27{,}4$ пФ, что удовлетворяет данным табл. 5-1. Из равенства (5-15) находим $C_{э\,max} = 17 + 27{,}4 = 44{,}4$ пФ и по уравнению (2-101) определяем $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 67^2 \cdot 10^{12} \cdot 444 \cdot 10^{-13}) = 127 \cdot 10^{-9}$ Гн, что по данным табл. 5-1 приемлемо.

Если применить последовательный конденсатор для подгонки коэффициента диапазона, то, положив согласно табл. 5-1 $C_\Sigma = 13$ пФ, по формуле (5-13) вычисляем коэффициенты $Д = \frac{(1{,}11^2 - 1)}{2} \times \frac{[13(17+8{,}7)+17 \cdot 8{,}7]}{[13+17-1{,}11^2(13+8{,}7)]} = 16{,}8$ пФ и $Б = \frac{(1{,}11^2 - 1)\,13 \cdot 17 \cdot 8{,}7}{13+17-1{,}11^2(13+8{,}7)} = 133{,}8$ (пФ)^2. Из уравнения (5-12) получаем $C_{посл} = 16{,}8 + \sqrt{16{,}8^2 + 133{,}8} = 37{,}2$ пФ. По формуле (5-16) вычисляем $C_{э\,max} = 17 \cdot 37{,}2/(17 + 37{,}2) + 13 = 24{,}7$ пФ и по равенству (2-101) $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 67^2 \cdot 10^{12} \cdot 247 \cdot 10^{-13}) = 228 \cdot 10^{-9}$ Гн. При последовательном

конденсаторе индуктивность контурной катушки получилась в 228/127= = 1,8 раза больше. Согласно уравнению (2-55) собственная проводимость колебательного контура будет в 1,8 раза меньше, чем при параллельном конденсаторе. Это улучшит селективные и усилительные свойства каскада (или входной цепи).

6-3. Расчет каскада резонансного усилителя на максимальное усиление при постоянной настройке

Коэффициент усиления каскада не должен превышать своего устойчивого значения, которое определяется формулами (2-66) для схемы с ОЭ и (2-93) при схеме с ОБ. Поскольку тип транзистора и схема каскада выбираются при расчете структурной схемы приемника, то прежде всего определяется устойчивый коэффициент усиления $K_{0\,уст}$ каскада.

1. *В случае заданной полосы пропускания* максимальный коэффициент усиления каскада получается при выборе коэффициентов включения по формулам (5-5) и (5-6). В формуле (5-5) следует заменить проводимость $g'_А$ на проводимость коллекторной цепи транзистора

$$g'_{22}=g_{22}+g_{м.к}=1/r'_{22}=G_1. \tag{6-2}$$

Здесь $g_{м.к}$ — проводимость элементов цепи питания коллектора транзистора каскада, например резистора $R_к$, через который подводится напряжение на коллектор в схеме параллельного питания. В схеме последовательного питания $g_{м.к}=0$. Коэффициент усиления каскада $K_{0\max}$ в данном режиме вычисляют по равенству (2-86), заменяя g_{22} на g'_{22} согласно уравнению (6-2) и понимая под g_{11} — проводимость входа следующего каскада $g_{вх.пч}$. Если выполняется неравенство

$$K_{0\max}\leqslant K_{0\,уст}, \tag{6-3}$$

то режим максимального усиления при требуемой полосе пропускания осуществим. Если же неравенство (6-3) не выполняется, то расчет каскада производят по методике § 6-5.

Расчет элементов схемы питания и стабилизации коллекторного тока проводится по формулам (3-16) — (3-24). При этом в формуле (3-16) сопротивление r_1 следует заменить на $R_ф$ согласно рис. 6-1, *а*. Падение напряжения на резисторе развязывающего фильтра U_1 принимают равным 0,5—1,5 В, тогда

$$R_ф=U_1/I_{К0}. \tag{6-4}$$

Емкость конденсатора фильтра вычисляют по формуле (3-19), заменяя в ней $C_э$ на $C_ф$, $F_н$ на $f_{c\min}$ и $R_э$ на $R_ф$.

Для маломощных высокочастотных транзисторов следует принимать напряжение $U_{БЭ0}\approx 15 \div 0,3$ В.

Емкость разделительного конденсатора в схемах на рис. 6-1 должна удовлетворять неравенствам:

$$C_б>(30\div 100)\,C_{11\,(2)};\qquad C_б>(10\div 20)\,g_{11\,(2)}/f_{\min}. \tag{6-5}$$

Пример 6-3. Рассчитать каскад резонансного усилителя по схеме с ОЭ при последовательном питании на получение максимального усиления для поддиапазона 12 связного приемника с фиксированной настройкой на средней частоте, используя транзистор ГТ313Б при $I_К$ =

$= 1$ мА и $U_{КЭ} = -5$ В. Следующим каскадом является преобразователь частоты на том же транзисторе по схеме с ОЭ при таком же режиме работы. Напряжение источника питания $E_{К0} = 12$ В.

Согласно табл. 1-3 $f_{c\,min} = 144$ МГц и $f_{c\,max} = 146$ МГц. Следовательно, $f_{ср} = 0{,}5\,(144 + 146) = 145$ МГц. Полоса пропускания каскада $П = f_{c\,max} - f_{c\,min} = 146 - 144 = 2$ МГц. По формуле (2-85) находим $\delta_э = 2/145 = 0{,}0138$. Собственное затухание контура будем считать равным 0,008.

Из табл. П-1-1 находим: $Y_{21} = 0{,}032$ См; $g_{11} = 9{,}5$ мСм; $g_{22} = 970$ мкСм; $C_{11} = 12$ пФ; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $h^*_{21} = 0{,}993$. По равенствам (2-67) получим $g_{11\,(2)} = 0{,}75 \cdot 9{,}5 = 7{,}1$ мСм и $C_{11\,(2)} = 0{,}8 \cdot 12 = 9{,}6$ пФ. По уравнению (2-66) вычисляем $K_{0\,уст} = \sqrt{\dfrac{2\,(1-0{,}9)\,0{,}032}{6{,}28 \cdot 1{,}45 \cdot 10^{8} \cdot 10^{-12}}} = 2{,}65$. По равенству (2-86) получаем $K_{0\,max} = \dfrac{0{,}5 \cdot 0{,}032}{\sqrt{97 \cdot 10^{-5} \cdot 71 \cdot 10^{-4}}}\left(1 - \dfrac{0{,}008}{0{,}0138}\right) = 2{,}55$. Неравенство (6-3) выполняется.

При отсутствии конденсатора для перестройки контура согласно уравнению (5-15) и данным табл. 5-1 принимаем $C_э = C_\Sigma = 10$ пФ. По равенству (2-101) находим $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 1{,}45^2 \times 10^{16} \cdot 10^{-11}) = 121 \cdot 10^{-9}$, Гн, что по табл. 5-1 реализуемо. По выражению (2-55) получаем $g = 0{,}008 \cdot 6{,}28 \cdot 145 \cdot 10^{6} \cdot 10^{-11} = 73 \cdot 10^{-6}$ См. Вычисляем по (5-5) $p_{1\delta_э} = \sqrt{\dfrac{73 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 97 \cdot 10^{-5}}\left(\dfrac{0{,}0138}{0{,}008} - 1\right)} = 0{,}165$ и по (5-6) $p_{2\delta_э} = \sqrt{\dfrac{73 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 71 \cdot 10^{-4}}\left(\dfrac{0{,}0138}{0{,}008} - 1\right)} = 0{,}061$. Положим $C_{м1} = C_{м2} = 1$ пФ и $C_к = 0{,}7$ пФ (см. табл. 5-1). Заменяя в формуле (5-8) $C'_А$ на C_{22}, вычисляем среднюю емкость подстроечного конденсатора $C_п = 10 - 0{,}7 - 0{,}165^2\,(4 + 1) - 0{,}061^2\,(12 + 1) = 9{,}1$ пФ. По табл. П-4-2 принимаем конденсатор типа КПК-1 с изменением емкости от 4 до 15 пФ.

Схема каскада соответствует рис. 6-1, *а* при исключении из нее конденсаторов C и $C_{посл}$. Принимаем напряжение $U_1 = 1$ В и по формуле (6-4) находим $R_ф = 1/10^{-3} = 10^3$. Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 1 кОм. С учетом сказанного ранее вычисляем по неравенству (3-19) $C_ф \geqslant (10 \div 20)\,/\,(144 \times 10^{6} \cdot 10^{3}) = (7 \div 14) \times 10^{-11}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 120 пФ. По уравнению (3-17) находим $U_{R_э} = 12 - 1 - 5 = 6$ В. Ток базы в рабочей точке в первом приближении определяется формулой

$$I_{Б0} = (1 - h_{21б})\, I_{К0}. \qquad (6\text{-}6)$$

В данном случае $I_{Б0} = (1 - 0{,}993) \cdot 10^{-3} = 7 \cdot 10^{-6}$ А. По равенству (3-18) вычисляем $R_э = 6/(10^{-3} + 7 \cdot 10^{-6}) = 5950$ Ом. Из табл. П-3-1 принимаем резистор с сопротивлением 5,6 кОм. Падение напряжения на нем будет $U_{R_э} = I_{К0} R_э = 10^{-3} \cdot 5{,}6 \cdot 10^{3} = 5{,}6$ В. По формуле (3-19) получаем $C_э \geqslant (10 \div 20)\,/\,(144 \cdot 10^{6} \cdot 5600) = (12 \div 24) \cdot 10^{-12}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 22 пФ. Положим $U_{БЭ0} = 0{,}22$ В. Тогда по уравнению (3-20) получаем $U'_{R_б} = 5{,}6 + 0{,}22 = 5{,}82$ В. Принимая численный коэффициент в уравнении

(3-21) равным 8, получаем $I_п = 8 \cdot 7 \cdot 10^{-6} = 56 \cdot 10^{-6}$ А. Вычисляем по формуле (3-22) $R_б' = 5{,}82/(56 \cdot 10^{-6}) = 104\,000$ Ом и из равенства (3-23) находим $R_б'' = (12 - 5{,}82)/(56 \cdot 10^{-6} + 7 \cdot 10^{-6}) = 98\,000$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением по 100 кОм. Коэффициент нестабильности коллекторного тока находим по уравнению (3-24) $\sigma = \frac{1 + 5{,}6/100 + 5{,}6/100}{1 - 0{,}993 + 5{,}6/100 + 5{,}6/100} = 9{,}3$, что приемлемо. Согласно неравенствам (6-5) $C_б > (30 \div 100)\, 9{,}6 = 290 \div 960$ пФ и $C_б > \frac{(10 \div 20)\, 71 \cdot 10^{-4}}{(144 \cdot 10^{6})} = (5 \div 10) \cdot 10^{-10}$ пФ. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 1000 пФ.

2. *В режиме согласования* коэффициент усиления и эквивалентное затухание контура каскада определяются уравнениями (2-68) и (2-76) при замене проводимости $g_{11к}$ на выходную проводимость транзистора $g_{22} = G_1$. Коэффициенты включения к контуру вычисляются по формулам (2-54).

Пример 6-4. Рассчитать каскад резонансного усилителя в режиме согласования по основным исходным данным примера 6-3. По формуле (2-68) получаем $K_{о.с\,max} = \frac{0{,}5 \cdot 0{,}032}{\sqrt{(97 \cdot 10^{-5} + 73 \cdot 10^{-6}) \cdot 71 \cdot 10^{-4}}} = 5{,}9$.

Это больше коэффициента устойчивого усиления. Поэтому контур к транзистору необходимо включить с коэффициентом включения

$$p_1 = \frac{K_{0\,уст}}{K_{о.с\,max}} \sqrt{\frac{g}{g_{22}\left[1 - \left(\frac{K_{0\,уст}}{K_{о.с\,max}}\right)^2\right] + g}}. \qquad (6\text{-}7)$$

В этом случае расчетные формулы приобретают вид:

$$K_{о.с} = \frac{0{,}5 p_1 Y_{21}}{\sqrt{(p_1^2 g_{22} + g)\, g_{вх}}}; \qquad (6\text{-}8)$$

$$\delta_э = 2\delta\,(1 + p_1^2 g_{22}/g); \qquad p_2 = \sqrt{\frac{p_1^2 g_{22} + g}{g_{вх}}}. \qquad (6\text{-}9)$$

В рассматриваемом случае

$$p_1 = 2{,}65/5{,}9 \sqrt{\frac{73 \cdot 10^{-6}}{97 \cdot 10^{-5}\left[1 - \left(\frac{2{,}65}{5{,}9}\right)^2\right] + 73 \cdot 10^{-6}}} = 0{,}132;$$

$$K_{о.с} = \frac{0{,}5 \cdot 0{,}132 \cdot 0{,}032}{\sqrt{(0{,}132^2 \cdot 97 \cdot 10^{-5} + 73 \cdot 10^{-6})\, 71 \cdot 10^{-4}}} = 2{,}65;$$

$$\delta_э = 2 \cdot 0{,}008\left(1 + 0{,}132^2 \frac{0{,}00097}{0{,}000073}\right) = 0{,}02;$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{0{,}132^2 \cdot 97 \cdot 10^{-5} + 73 \cdot 10^{-6}}{0{,}0074}} = 0{,}113.$$

Заменяя в формуле (5-8) C'_A на C_{22}, вычисляем среднюю емкость подстроечного конденсатора $C_п = 10 - 0{,}7 - 0{,}132^2 (4 + 1) - 0{,}0113^2 \times \times (12 + 1) = 9{,}05$ пФ. Конденсатор может быть того же типа, как и в примере 6-3.

Сравним данные примеров 6-3 и 6-4. В режиме согласования коэффициент усиления на 4 % выше, а эквивалентное затухание контура на 45 % больше. Выбор режима расчета определяется тем, какой из параметров каскада (усиление или селективность) необходимо иметь лучшим.

6-4. Расчет каскада резонансного усилителя на минимальную полосу пропускания при постоянной настройке и заданном усилении

Данный режим расчета чаще всего применяется на декаметровых и более коротких волнах, когда неравенство (6-3) не выполняется и расчет следует вести на получение $K_{0уст}$; эквивалентное затухание при этом должно быть возможно меньшим. Реализуется данный режим при коэффициентах включения, соответствующих равенствам (5-5) и (5-6). В формуле (5-5) g'_A следует заменить на g_{22}. Минимально осуществимое эквивалентное затухание контура при этом будет:

$$\delta_{э\,min} = \frac{\delta Y_{21}}{Y_{21} - 2K_0 \sqrt{g_{22} g_{вх\,(2)}}}. \qquad (6\text{-}10)$$

Пример 6-5. Рассчитать каскад усилителя радиосигнала по схеме с ОЭ на транзисторе ГТ313Б при $I_{К0} = 1$ мА, $U_{ЭК0} = 5$ В, $E_0 = 12$ В ($Y_{21} = 54$ мСм, $C_{12} = 1$ пФ, $C_{22} = 4$ пФ, $C_{11} = 24$ пФ, $g_{11} = 6{,}1$ мСм, $g_{22} = 550$ мкСм). Входные параметры следующего каскада: $g_{вх\,(2)} = 0{,}75$ $g_{11} = 4{,}6$ мСм и $C_{вх\,(2)} = 24$ пФ. Частота сигнала 72,14 МГц, ширина спектра АМС 30 кГц (что соответствует сигналу стереофонических программ в Московской области). Собственное затухание контура 0,007.

Рассчитаем по формуле (2-42) необходимую полосу пропускания приемника, полагая $b_c = 10^{-6}$, $b_г = 2 \cdot 10^{-4}$, $f_{пр} = 8{,}4$ МГц при верхней настройке гетеродина: $П = 3 \cdot 10^4 + 2\sqrt{10^{-12} \cdot 7214^2 \cdot 10^8 + 4 \cdot 10^{-8} (72{,}14 + 8{,}4)^2 \cdot 10^{12}} = 62\,200$ Гц. Согласно формуле (2-85), чтобы получить такую полосу пропускания, следует обеспечить эквивалентное затухание контура $\delta_э = 62\,200/72\,140\,000 = 0{,}00086$. Это в 8 раз меньше собственного затухания контура и неосуществимо. Поэтому рассчитаем усилитель на получение возможно меньшего эквивалентного затухания.

По уравнению (2-66) вычисляем $K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1 - 0{,}9)\,0{,}054}{6{,}28 \cdot 72\,140\,000 \cdot 10^{-12}}} = 4{,}88$. По формуле (6-10) находим

$$\delta_{э\,min} = \frac{0{,}007 \cdot 0{,}054}{0{,}054 - 2 \cdot 4{,}88 \sqrt{55 \cdot 10^{-5} \cdot 46 \cdot 10^{-4}}} = 0{,}0098.$$

С учетом данных табл. 5-1 считаем $C_э = C_\Sigma = 15$ пФ. По уравнению (2-101) получаем $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 7214^2 \cdot 10^8 \cdot 15 \cdot 10^{-12}) = 324 \cdot 10^{-9}$ Гн, что удовлетворяет табл. 5-1.

По равенству (2-55) находим $g = 0{,}007 \cdot 6{,}28 \cdot 7214 \cdot 10^4 \cdot 15 \times 10^{-12} =$ $= 476 \cdot 10^{-7}$ См. Вычисляем по (5-5) $p_1 = \sqrt{\frac{476 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 55 \cdot 10^{-5}}\left(\frac{0{,}0098}{0{,}007} - 1\right)} =$ $= 0{,}13$ и по (5-6) $p_2 = \sqrt{\frac{476 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 46 \cdot 10^{-4}}\left(\frac{0{,}0098}{0{,}007} - 1\right)} = 0{,}045$. Заменяя в формуле (5-8) C'_A на C_{22} и полагая $C_к = C_{м1} = C_{м2} = 1$ пФ, вычисляем среднюю емкость подстроечного конденсатора $C_п = 15 - 1 - 0{,}13^2 \times$ $\times (4 + 1) - 0{,}045^2 (24 + 1) = 13{,}1$ пФ. Режим работы транзистора соответствует примеру 6-3. Поэтому сопротивления схемы питания сохраняются теми же. Поскольку резонансная частота усилителя в $144/72{,}14 = 2$ раза меньше, емкость конденсатора фильтра следует взять в 2 раза больше. По табл. П-3-2 принимаем конденсаторы емкостью $C_ф = 240$ пФ и $C_э = 47$ пФ.

В режиме согласования и обеспечения $K_0 = K_{0\,уст}$ эквивалентное затухание контура получилось бы 0,0153, что в $0{,}0153/0{,}0098 = 1{,}55$ раза ниже, чем в рассмотренном режиме.

6-5. Расчет резонансного усилителя на заданный коэффициент усиления и полосу пропускания при постоянной настройке

Общими формулами коэффициента усиления и эквивалентного затухания колебательного контура каскада резонансного усилителя являются:

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 Y_{21}}{p_1^2 g_{22} + g + p_2^2 g_{вх\,(2)}}; \qquad (6\text{-}11)$$

$$\delta_э = \delta\,(1 + p_1^2 g_{22}/g + p_2^2 g_{вх\,(2)}/g). \qquad (6\text{-}12)$$

Для решения поставленной задачи надо так подобрать коэффициенты включения p_1 и p_2 к контуру, чтобы они удовлетворяли уравнениям (6-11) и (6-12). Решениями этих уравнений могут быть значения коэффициентов, определяющихся формулами:

$$p_1 = \sqrt{N/g_{22} \pm \sqrt{N^2/g_{22}^2 - g_{вх\,(2)} M^2/g_{22}}};$$

$$p_2 = \sqrt{N/g_{вх\,(2)} \mp \sqrt{N^2/g_{вх\,(2)}^2 - g_{22} M^2/g_{вх\,(2)}}}, \qquad (6\text{-}13)$$

где

$$N = 0{,}5g\,(\delta_э/\delta - 1) \quad \text{и} \quad M = \delta_э g K_0/(\delta Y_{21}). \qquad (6\text{-}14)$$

Первая пара коэффициентов включения получается при знаках без скобок перед вторыми радикалами, а вторая — при знаках в скобках. Для схемы с двойным автотрансформаторным включением физически реализуемыми будут пары, в которых оба коэффициента включения получаются не более единицы. Когда в обеих парах хотя бы один коэффициент включения окажется больше единицы, то при заданных исходных данных невозможно получить требуемые K_0 и $\delta_э$. Поскольку $C_{вх\,(2)} > C_{22}$, то для уменьшения влияния междуэлектродных емкостей транзисторов на эквивалентную емкость контура и для снижения последней целесообразно брать пару коэффициентов, в которой $p_1 > p_2$. Если в формулах (6-13) уменьшаемое и вычитаемое различаются мало (на 0,01 и меньше), то не следует вести расчет на лога-

рифмической линейке, так как это может привести к грубым ошибкам в определении p_1 и p_2. В этих случаях следует вести расчет с помощью арифмометра или путем численных вычислений с точностью до 5—6-го знаков. Чтобы проверить правильность расчетов, следует произвести контрольное вычисление по формулам (6-11) и (6-12) и сравнить полученные результаты с исходными данными. Если они будут различаться более чем на 10—15 %, то необходимо уточнить расчеты p_1 и p_2.

Когда в обеих парах коэффициентов хотя бы один получается больше единицы, то принимают пару коэффициентов, получающуюся при знаках перед внутренним радикалом без скобок, и считают $p_1 = 1$. Параллельно выходу транзистора добавляют шунтирующую проводимость

$$g_ш = 2N - g_{вх\,(2)} M^2 - g_{22}. \tag{6-13}$$

Подставляя во вторую формулу вместо g_{22} проводимость $g'_{22} = g_{22} + g_ш = 2N - g_{вх\,(2)} M$, вычисляют второй коэффициент включения.

Пример 6-6. Рассчитать каскад усилителя радиосигнала для первого канала телевизионного приемника ($f_0 = 52{,}5$ МГц) с полосой пропускания 8 МГц на транзисторе ГТ313Б при $I_{К0} = 1$ мА, $U_{К0} = -5$ В, $E_{К0} = 12$ В ($Y_{21} = 64$ мСм, $g_{11} = 5{,}1$ мСм, $g_{22} = 410$ мкСм, $C_{12} = 1$ пФ, $C_{22} = 4$ пФ, $C_{11} = 31$ пФ). Параметры входа следующего каскада согласно (2-67): $C_{вх\,(2)} = 0{,}8 \cdot 31 = 25$ пФ и $g_{вх\,(2)} = 0{,}75 g_{11} = 383 \cdot 10^{-5}$ См.

По формуле (2-66) вычисляем $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0{,}9)\,0{,}064}{6{,}28 \cdot 525 \cdot 10^5 \cdot 10^{-12}}} = 6{,}2$. С учетом табл. 5-1 принимаем $C_э \approx C_\Sigma = 15$ пФ. По формуле (2-101) находим $L = 1/6{,}28^2 \cdot 525^2 \cdot 10^{10} \cdot 15 \cdot 10^{-12} = 61 \cdot 10^{-8}$ Гн, что реализуемо. Полагая $\delta = 0{,}01$, по (2-55) вычисляем $g = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \times 525 \cdot 10^5 \cdot 15 \cdot 10^{-12} = 495 \cdot 10^{-7}$ См. По равенству (2-85) находим $\delta_э = 8/52{,}5 = 0{,}153$. Рассчитываем по формулам (6-14) $N = 0{,}5 \cdot 495 \cdot 10^{-7} \times (0{,}153/0{,}01 - 1) = 354 \cdot 10^{-6}$ См и $M = 0{,}153 \times 495 \cdot 10^{-7} \cdot 6{,}2/(0{,}01 \times 0{,}064) = 0{,}0734$. По формулам (6-13) вычисляем первую пару коэффициентов: $p_1 = \sqrt{\dfrac{354 \cdot 10^{-6}}{41 \cdot 10^{-5}} + \sqrt{\dfrac{354^2 \cdot 10^{-12}}{41^2 \cdot 10^{-10}} - \dfrac{383 \cdot 10^{-5}}{41 \cdot 10^{-5}} 734^2 \cdot 10^{-8}}} = 1{,}25$ и $p_2 = \sqrt{\dfrac{354 \cdot 10^{-6}}{383 \cdot 10^{-5}} - \sqrt{\dfrac{354^2 \cdot 10^{-12}}{383^2 \cdot 10^{-10}} - \dfrac{41 \cdot 10^{-5}}{383 \cdot 10^{-5}} 734^2 \cdot 10^{-8}}} = 0{,}1$. Она физически не реализуема. Вторая пара ($p_1 = 0{,}157$ и $p_2 = 0{,}415$) реализуема.

Проверяем правильность расчетов коэффициентов включения. По формуле (6-11) $K_0 = 0{,}157 \cdot 0{,}415 \cdot 0{,}064/(0{,}157^2 \cdot 41 \cdot 10^{-5} + 495 \times 10^{-7} + 0{,}415^2 \cdot 0{,}00383) = 6{,}33$ и по равенству (6-12) $\delta_э = 0{,}01\,(1 + 0{,}157^2 \cdot 0{,}00031/0{,}0000495 + 0{,}415^2/0{,}00383/0{,}0000495 = 0{,}145$. Эти данные отличаются от исходных на 2 и 5 %. Поэтому расчет достаточно точен.

Заменяя в формуле (5-8) C'_A *на* C_{22} и *полагая* $C_к = C_{м1} = C_{м2} = 1$ пФ, получаем $C_п = 15 - 1 - 0{,}157^2 \cdot (4 + 1) + 0{,}415^2\,(25 + 1) = 9{,}4$ пФ.

Сопротивления резисторов схемы каскадов соответствуют данным примера 6-3, а емкости конденсаторов $C_ф$ и $C_э$ следует увеличить в $144/42{,}5 = 3{,}4$ раза. По табл. П-3-2 принимаем $C_ф = 430$ пФ и $C_э = 75$ пФ.

6-6. Расчет резистивного каскада

Резистивный каскад применяют в качестве усилителя радиосигнала в тех случаях, когда входная цепь полностью обеспечивает нужную селективность по зеркальному каналу и промежуточной частоте, а требуемый коэффициент шума (2-59) не достигается при преобразователе частоты в качестве первого каскада приемника. Схема резистивного каскада применительно к низкочастотному тракту показана на рис. 4-1. При использовании резистивных каскадов в высокочастотном тракте в них не применяют цепь отрицательной обратной связи $R_{о.с}$, $C_р$. Нагрузкой транзистора служит параллельно соединенные активная проводимость $G_{эк}$ и емкость $C_{эк}$, значения которых определяются уравнениями (4-4) и (4-5). Зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала следует из равенства

$$K_0 = \frac{|Y_{21}|}{\sqrt{G_{эк}^2 + \omega^2 C_{эк}^2}}, \qquad (6\text{-}16)$$

Если коэффициент усиления резистивного каскада не превышает устойчивого коэффициента усиления (2-66), его устойчивость будет не ниже устойчивости резонансного усилителя с тем же транзистором. Чтобы усиление резистивного каскада равнялось $K_{0уст}$, сопротивление коллекторного резистора $R_к$ должно определяться равенством

$$R_к = \frac{1}{\sqrt{\frac{|Y_{21}|^2}{K_{0уст}^2} - \omega_0^2 C_{эк}^2} - g_н - g_{22}}, \qquad (6\text{-}17)$$

в котором проводимость $g_н$ вычисляется по формуле (4-1). На относительно низких частотах, когда

$$\omega_0 C_{эк} < 0{,}1\,(g_н + g_{22}), \qquad (6\text{-}18)$$

вместо формул (6-16) и (6-17) с небольшой погрешностью можно пользоваться уравнениями

$$K_0 \approx |Y_{21}|/G_{эк} \quad \text{и} \quad R_к = \frac{1}{|Y_{21}|/K_{0уст} - g_н - g_{22}}. \qquad (6\text{-}19)$$

Пример 6-7. Рассчитать трехкаскадный резистивный усилитель на транзисторе ГТ308В, обеспечивающий максимальное усиление для промежуточной частоты 8,4 МГц. Режим работы транзистора: $I_{К0} = 1$ мА; $I_{Б0} = 7$ мкА; $U_{КЭ0} = -5$ В; $U_{БЭ0} = 0{,}22$ В; $E_к = 12$ В. Полагаем $C_{м1} = C_{м2} = 3$ пФ. Выписываем из табл. П-1-1 — П-1-5 параметры транзистора для частоты 8,4 МГц; $Y_{21} = 0{,}035$ См; $g_{11} = 0{,}9$ мСм; $g_{22} = 110$ мкСм; $C_{11} = 40$ пФ; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ.

По формуле (2-66) вычисляем $K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0{,}9)\,0{,}035}{6{,}28 \cdot 84 \cdot 10^5 \cdot 10^{-12}}} = 11{,}5$

По уравнению (4-5) получаем $C_{эк} = 4 + 3 + 40 + 3 = 50$ пФ.

Вычисляем по равенству (6-17) сопротивление коллекторного резистора, полагая $g_н = g_{11}$,

$$R_к = \frac{1}{\sqrt{0{,}035^2/11{,}5^2 - 6{,}28^2 \cdot 84^2 \cdot 10^{10} \cdot 5^2 \cdot 10^{-22}} - 0{,}0009 - 0{,}00011} = 2080\ \text{Ом}$$

По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 2,2 кОм.

Вычислим параметры элементов схемы каскада. Положим $R_ф = 1$ кОм. Тогда согласно выражению (3-16) $U_1 = I_{К0}(R_ф + R_к) = 10^{-3}(1 + 2,2)\cdot 10^3 = 3,2$ В. Из равенства (3-17) находим $U_{R_э} = 12 - 3,2 - 5 = 3,8$ В. По уравнению (3-18) вычисляем $R_э = 3,8/(10^{-3} + 7\cdot 10^{-6}) = 3770$ Ом. Из табл. П-3-1 принимаем резистор сопротивлением 3,9 кОм. При этом $U_{R_э} = 10^{-3}\cdot 3,9\cdot 10^3 = 3,9$ В. Поскольку $R_э$ взято на 130 Ом больше расчетного значения, сопротивление фильтра следует взять на столько же меньше, чтобы ток коллектора сохранился равным 1 мА. Согласно табл. П-3-1 берем его равным 820 Ом. По неравенству (3-19) $C_э > \frac{10 \div 20}{84\cdot 10^5\cdot 3900} = (3 \div 6)\cdot 10^{-10}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 560 пФ. Согласно равенству (3-20) $U_{R'_б} = 3,9 + 0,22 = 4,12$ В. По уравнению (3-21) принимаем $I_п = 10\cdot 7\cdot 10^{-6} = 7\cdot 10^{-5}$ А. Вычисляем по формулам (3-22) и (3-23) $R'_б = 4,12/7\cdot 10^{-5} = 58\,800$ Ом и $R''_б = (12 - 4,12)/(7\cdot 10^{-5} + 7\cdot 10^{-6}) = 102\,000$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением 56 и 100 кОм. По равенству (3-24) получаем $\sigma = \frac{1 + 3900/56\,000 + 3900/100\,000}{1 - 0,993 + 3900/56\,000 + 3900/100\,000} = 9,6$, что удовлетворительно. Подставив в формулу (3-19) согласно сказанному ранее соответствующие значения, получим $C_ф \geq (10 \div 20)/(84\cdot 10^5\cdot 820) = (15 - 30)\times 10^{-10}$ Ф и по табл. П-3-2 примем конденсатор емкостью 2200 пФ. Общий коэффициент усиления усилителя будет $K_{0ус} = 11,5^2 = 1320$.

6-7. Расчет резонансного усилителя с переменной настройкой

Из формул (6-11) и (6-12) с учетом равенства (2-85) следует, что при постоянных p_1 и p_2 коэффициент усиления и полоса пропускания каскада резонансного усилителя имеют сложные зависимости от частоты. С ростом частоты Y_{21} и g уменьшаются, а g_{22} и $g_{вх2}$ увеличиваются, причем для проводимостей транзистора нет достаточно простых зависимостей от частоты во всем его диапазоне рабочих частот. При настройке контура емкостью, как правило, полоса пропускания увеличивается с ростом частоты по закону более сильному, чем линейный, а коэффициент усиления — по закону слабее линейного. Для расчета каскада обычно задается минимальная полоса пропускания $П_{min}$, которая должна быть в начале поддиапазона

$$П_н = П_{min}. \qquad (6\text{-}20)$$

Коэффициент усиления во всем поддиапазоне должен удовлетворять неравенству (6-3). Согласно (2-66) $K_{0уст}$ уменьшается с ростом частоты. Поэтому для получения возможно большего усиления в конце поддиапазона стремятся обеспечить

$$K_{0к} = K_{0уст}. \qquad (621)$$

Однако при отсутствии аналитических зависимостей K_0 и $П$ от частоты уравнения (6-11) и (6-12) нельзя разрешить относительно коэффициентов включения так, чтобы выполнялись условия (6-20) и (6-21).

С погрешностью, допустимой для инженерных расчетов, можно воспользоваться приближенными зависимостями (2-105) и (2-106). В этом случае из уравнения (2-105) с учетом равенства (6-21) находят $K_{0н}$. Подставляют это значение в формулу (6-11) и, решая уравнения (6-11) и (6-12) для начала поддиапазона, находят необходимые коэффициенты включения по методике § 6-5. После этого вычисляют K_0 и $П$ для крайних и среднеквадратичной частот поддиапазона.

Если контур настраивается варикапом, то за счет собственной активной проводимости диода $g_д$ затухание контура увеличивается и определяется уравнением

$$\delta' = \delta\,(1 + g_д/g), \tag{6-22}$$

а его активная проводимость

$$g' = g\delta'/\delta. \tag{6-23}$$

Пример 6-8. Рассчитать параметры каскада усилителя радиосигнала для поддиапазона 2 радиовещательного приемника с транзистором ГТ308В при $I_{к0} = 2{,}5$ мА, $I_{Б0} = 7$ мкА, $U_{ЭК0} = -5$ В, $E_{к0} = 12$ В. Параметры колебательного контура соответствуют примеру 6-1. В радиотракте имеется еще один такой же колебательный контур (во входной цепи). Минимальная полоса пропускания радиотракта 13 кГц; собственное затухание контуров 0,015. Следующим каскадом является преобразователь частоты на том же транзисторе при $I_{К0} = 1$ мА.

Проводимости Y_{21}, g_{11} и g_{22} прямо пропорциональны коллекторному току транзистора [5, 27]. Учитывая сказанное и используя данные табл. П-1, находим их значения для заданного режима и записываем в табл. 6-2. По формуле (2-67) вычисляем входные проводимость и емкость транзистора следующего каскада и вносим их в табл. 6-2.

Таблица 6-2

f, кГц	Y_{21}, мСм	g_{11}, мкСм	g_{22}, мкСм	C_{12}, пФ	C_{22}, пФ	C_{11}, пФ	$g_{вх2}$, мкСм	$C_{вх2}$, пФ	K_0	$\delta_э$	$П$, кГц
515	87	1000	25	1	4	40	300	32	41,9	0,0394	13
920	87	1200	30	1	4	40	360	32	44	0,067	39
1640	87	1330	42	1	4	40	460	32	39,4	0,134	140

По формуле (2-66) для конца поддиапазона находим $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2\,(1-0{,}9)\,0{,}087}{6{,}28\cdot 164\cdot 10^4\cdot 10^{-12}}} = 40$. Вычисляем по (2-107) $a = 13\,000 \times 1{,}56/(0{,}015\cdot 515\,000) - 1 = 1{,}62$ и по (2-108) $b_{g11} = 1330/1000 = 1{,}33$, $b_{g22} = 42/25 = 1{,}7$. Среднее арифметическое значение коэффициента $b = 0{,}5\cdot(1{,}33 + 1{,}7) = 1{,}5$. С учетом условия (6-21) из формулы (2-105) находим $K_{0н} \approx 40\cdot(1 + 1{,}62\cdot 1{,}5\cdot 3{,}18)/[3{,}18\,(1 + 1{,}62)] = 42$.

Вычисляем для начала поддиапазона по (2-100) $\delta_э = 13\,000 \times 1{,}56/515\,000 = 0{,}0394$, по (2-55) $g = 0{,}015\cdot 6{,}28\cdot 515\,000\cdot 394\cdot 10^{-12} = 191\cdot 10^{-7}$ См. Находим коэффициенты по формулам (6-14) $N = 0{,}5 \times$

$\times 191\cdot 10^{-7}$ (0,0394/0,015 — 1) = $155\cdot 10^{-7}$ См и M = 0,0394·191·$10^{-7}\times$ $\times$42/ (0,015·0,087) = 0,0242. Вычислим по уравнениям (6-13) первую пару коэффициентов $p_1 = \sqrt{\frac{155\cdot 10^{-7}}{25\cdot 10^{-6}} + \sqrt{\frac{155^2\cdot 10^{-14}}{25^2\cdot 10^{-12}} - \frac{3\cdot 10^{-4}}{25\cdot 10^{-5}}\,0{,}0242^2}} = 1{,}1 > 1$. Такая пара не реализуема.

Вторая пара коэффициентов будет p_1 = 0,075 и p_2 = 0,321. Принимаем ее для расчета.

Проверим осуществимость эквивалентной емкости контура. Согласно равенству (5-14) средняя емкость подстроечного конденсатора при $C_к$ = 0, $C_{м1} = C_{м2}$ = 3 пФ должна быть $C_п$ = 29 — 0,075² (3 + + 4) — 0,321² (3 + 40) = 25,4 пФ. Вычисляем для начала поддиапазона по уравнению (6-11) $K_{0э15}$ = 0,075·0,321·0,087/ (0,075²·0,000025 + + 0,0000191 + 0,321²·0,0003) = 41,9 и по (6-12) $\delta_{э15}$ = 0,015 (1 + + 0,075²·0,000025/0,0000191 + 0,321²·0,0003/0,0000191) = 0,0394.

Полученные цифры практически соответствуют исходным данным и, следовательно, коэффициенты включения вычислены правильно. Результаты аналогичных расчетов для других частот радиотракта приведены в табл. 6-2.

Пример 6-9. Рассчитать параметры каскада усилителя радиосигнала для поддиапазона II переносного радиовещательного приемника I класса с транзистором ГТ308В при $I_{К0}$ = 2,5 мА, $I_{Б0}$ = 7 мкА, $U_{КЭ0}$ = 5 В, $E_к$ = 12 В. Параметры колебательного контура соответствуют примеру 5-2. В радиотракте имеется такой же колебательный контур входной цепи. Следующий каскад — преобразователь частоты на транзисторе того же типа при $I_{К0}$ = 1 мА.

Схему каскада считаем соответствующей рис. 6-1, *а*. Согласно табл. 2-2 граничные частоты поддиапазона 25,1 и 26,6 МГц. Поскольку $k_д$ = 1,06 сравнительно мал, то параметры транзистора и каскада в пределах поддиапазона изменяются мало. Поэтому расчет проведем на средней частоте 25,85 МГц, для которой: Y_{21} = 0,077 См; g_{11} = = 7 мСм; g_{22} = 1 мСм; C_{11} = 36 пФ; C_{12} = 1 пФ; C_{22} = 4 пФ. Согласно равенствам (2-67) принимаем $g_{11(2)} \approx$ 0,75·2,8 = 2,1 мСм и $C_{11(2)} \approx$ $\approx$ 0,8·36 = 29 пФ.

По формуле (2-66) вычисляем $K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0{,}9)\,0{,}077}{6{,}28\cdot 2585\cdot 10^4\cdot 10^{12}}}$ = = 9,75. Пользуясь уравнением (2-86), получаем K_{0max} = $= \frac{0{,}5\cdot 0{,}077}{\sqrt{1\cdot 2{,}1\cdot 10^{-6}}}\left(1-\frac{0{,}01}{0{,}02}\right) = 13{,}3$. Расчет ведем на устойчивый коэффициент усиления. Поскольку полоса пропускания контуров радиотракта в данном поддиапазоне много шире полосы пропускания приемника (см. пример 5-2), то с целью повышения селективности рассчитаем каскад на получение минимальной полосы пропускания. По равенству (6-10) находим $\delta_{э\,min} = \frac{0{,}01\cdot 0{,}077}{0{,}077 - 2\cdot 9{,}75\sqrt{1{,}2\cdot 1\cdot 10^{-6}}}$ = =0,0131. Заменяя в уравнениях (5-5) и (5-6) g'_A на g_{22} и $g_{вх(2)}$, получаем

$$p_1 = \sqrt{\frac{586\cdot 10^{-7}}{2\cdot 10^{-3}}\left(\frac{0{,}0131}{0{,}01} - 1\right)} = 0{,}099$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{586 \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 21 \cdot 10^{-4}} \left(\frac{0{,}0131}{0{,}01} - 1 \right)} = 0{,}066.$$

Пример 6-10. Рассчитать параметры каскада усилителя радиосигнала для поддиапазона 12 переносного радиовещательного приемника I класса на транзисторе ГТ313Б по схеме с ОЭ. Параметры контура соответствуют примерам 5-1, 6-2 и варианту 3 табл. 2-9 ($\delta_э = 0{,}055$ и $\delta = 0{,}02$). Режим работы транзистора такой же, как в примере 6-3. Граничные частоты поддиапазона $f_{min} = 67$ и $f_{max} = 74{,}5$ МГц. Следующий каскад — преобразователь частоты на транзисторе того же типа по схеме с общим эмиттером.

Средняя частота поддиапазона 70,75 МГц отличается от крайних лишь на 5 %. Поэтому в первом приближении можно рассчитать усиление и полосу пропускания для средней частоты, на которой: $Y_{21} = 0{,}055$ См; $g_{11} = 6$ мСм; $g_{22} = 0{,}55$ мСм; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $C_{11} = 24$ пФ. По формулам (2-67) получаем: $g_{11(2)} = 0{,}75 \cdot 6 = 4{,}9$ мСм и $C_{11(2)} = 0{,}8 \cdot 24 = 19$ пФ. Согласно равенству (2-55) $g = 0{,}02/(6{,}28 \cdot 7075 \cdot 10^5 \cdot 127 \cdot 10^{-9}) = 354 \cdot 10^{-7}$ См. Собственная проводимость варикапа Д902 в рабочем диапазоне усилителя составляет примерно 10^{-5} См. По формулам (6-22) и (6-23) вычисляем $\delta' = 0{,}02\,[1 + 10^{-5}/(354 \times 10^{-7})] = 0{,}026$ и $g' = 354 \cdot 10^{-7} \times 0{,}026/0{,}02 = 454 \cdot 10^{-7}$ См. Так как при эквивалентном затухании 0,055 полоса пропускания контура $П_К = 0{,}055 \cdot 70{,}75 = 3{,}9$ МГц в $3{,}9/0{,}18 = 22$ раза шире необходимой полосы приемника, то с целью получения наилучшей селективности расчет каскада выполним на обеспечение минимально возможного эквивалентного затухания при устойчивом усилении каскада.

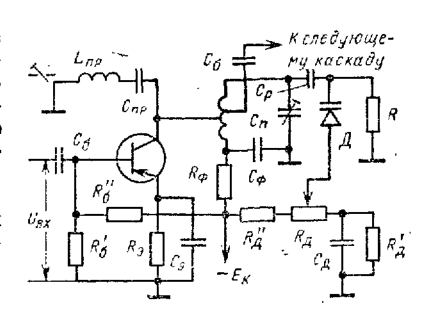


Рис. 6-2.

По формуле (2-66) $K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0{,}9)\,0{,}055}{6{,}28 \cdot 745 \cdot 10^5 \cdot 10^{-12}}} = 4{,}9$. Минимальное эквивалентное затухание определяем по уравнению (6-10), заменяя δ на δ': $\delta_{э\,min} = \frac{0{,}026 \cdot 0{,}055}{0{,}055 - 2 \cdot 4{,}9\sqrt{0{,}55 \cdot 4{,}9 \cdot 10^{-6}}} = 0{,}0365$. Для обеспечения этого затухания коэффициенты включения вычисляем по формулам (5-5) и (5-6): $p_1 = \sqrt{\frac{0{,}0000454}{2 \cdot 0{,}00055}\left(\frac{0{,}0365}{0{,}026} - 1\right)} = 0{,}32$;

$$p_2 = \sqrt{\frac{0{,}0000454}{2 \cdot 0{,}0049}\left(\frac{0{,}0365}{0{,}026} - 1\right)} = 0{,}106.$$

Схема каскада показана на рис. 6-2. Задаваясь током делителя $I'_д$, состоящего из резисторов $R'_Д$, $R_Д$, $R''_Д$ и создающего управляющее напряжение, можно вычислить требуемые сопротивления резисторов

по уравнениям:

$$R'_д = 0{,}9U_{y\min}I_п; \quad R_д = 1{,}1U_{y\max}/I_п - R'_д; \quad R''_д = \frac{E_к - 1{,}1U_{y\max}}{I_п}, \tag{6-24}$$

где $U_{y\min}$ и $U_{y\max}$ — минимальное и максимальное управляющее напряжения диода.

Емкость конденсатора $C_р$ выбирается по неравенству (6-5), если заменить в нем $C_{11(2)}$ и $g_{11(2)}$ на $C_{д\min}$ и $g_{д\max}$. Емкость конденсатора $C_т$ вычисляется по неравенству (3-19) при замене $R_э$ на $1/g_{д\max}$. Резистор R служит для подачи управляющего напряжения на катод диода. Его сопротивление определяется неравенством

$$R > 10/g_{д\min}. \tag{6-25}$$

В примере 6-2 минимальное и максимальное управляющие напряжения взяты равными 0 и 6 В. Примем $I_п = 0{,}5$ мА и по формулам (6-24) получим $R'_д = 0$, $R_д = 1{,}1 \cdot 6/0{,}0005 = 13\,200$ Ом и $R''_д = (12 - 1{,}1 \times \times 6)/0{,}0005 = 10\,800$ Ом. По табл. П-3-1 принимаем резисторы сопротивлением 15 и 10 кОм. Из неравенств (6-5) получаем $C_р > (30 \div 100)\,37 = 1110 - 3700$ пФ и $C_р > (10 \div 20)\,0{,}00195/67\,000\,000 = (29 - 58) \cdot 10^{-11}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 1200 пФ. Согласно неравенству (6-25) $R > 10/0{,}00001 = 1\,000\,000$ Ом. По табл. П-3-1 берем резистор с сопротивлением 1 МОм. Сопротивления остальных резисторов схемы соответствуют примеру 6-3, а емкости конденсаторов должны быть увеличены в $144/67 = 2{,}2$ раза, т. е. $C_б = 2200$ пФ, $C_ф = 270$ пФ и $C_э = 51$ пФ.

Глава седьмая

РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ СИГНАЛА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

7-1. Исходные данные и задачи расчета

При расчете радиовещательных приемников ГОСТ 5651—76 задается промежуточная частота: 465 ± 2 кГц для приема АМС в первых 11 поддиапазонах; $6{,}5 \pm 0{,}1$, $10{,}7 \pm 0{,}1$ или $8{,}4 \pm 0{,}1$ МГц для приема ЧМС. Эта частота должна быть средней частотой полосы пропускания усилителя. Для других типов приемников промежуточная частота выбирается по методикам, описанным в § 2-6.

В расчете структурной схемы приемника (см. § 2-8) для тракта промежуточной частоты определяется: число каскадов, их схемы, типы транзисторов и их режимы работы; характеристики селективных систем каждого каскада; минимально необходимый коэффициент усиления каскада; необходимые регулировки и их характеристики; напряжение источника питания.

В расчете каскада уточняется режим работы транзистора и вычисляются параметры всех элементов схемы, включая межкаскадные связи, определяются параметры контуров и коэффициенты включения к ним электродов транзисторов, проверяется осуществимость необходимой глубины регулирования усиления системой АРУ.

7-2. Расчет каскадов резонансного усилителя

Связь между параметрами N-каскадного усилителя и составляющих его идентичных каскадов выражается уравнениями:

$$K_{0у} = K_{0к}^{N};\qquad(7\text{-}1)$$

$$П_у = П_к/\psi_1(n);\qquad(7\text{-}2)$$

$$\delta_э = П_у\psi_1(n)/f_{пр};\qquad(7\text{-}3)$$

$$d_у = d_к^N = \left(\sqrt{1+\xi_d^2}\right)^N.\qquad(7\text{-}4)$$

Когда заданы параметры N-каскадного усилителя, по приведенным формулам определяются необходимые для расчета каскадов характеристики.

Чтобы при смене транзисторов коэффициент усиления и полоса пропускания усилителя отличались от требуемых менее чем на 10 %, эквивалентная емкость контуров должна удовлетворять неравенству

$$C'_э \geqslant \Delta C_m \frac{f_н}{П_у}\theta_1(n),\qquad(7\text{-}5)$$

где

$$\Delta C_m = p_2^2\,\Delta C_{11} + p_1^2\,\Delta C_{22},\qquad(7\text{-}6)$$

а ΔC_{11} и ΔC_{22} — возможные максимальные отклонения входной и выходной емкостей транзисторов усилителя от средних (паспортных) значений. Если они не приводятся в паспорте, то их можно принимать равным 20 — 30 % среднего значения соответствующей емкости. Значения функции $\theta_1(n)$ приведены в табл. 2-12.

После определения всех исходных данных расчет каскада выполняется по методикам § 6-3 — 6-5. Резонансный усилитель обладает наихудшей селективностью по сравнению с другими схемами при одинаковом числе каскадов, поэтому он применяется сравнительно редко в тракте промежуточной частоты радиовещательных, телевизионных и связных приемников.

7-3. Расчет усилителя с расстроенными каскадами

Чтобы иметь достаточно плоскую вершину кривой селективности и малый коэффициент прямоугольности, расстройку колебательных контуров каскадов принимают равной критической и вычисляют по уравнению

$$\Delta f_{кр} = 0{,}5\delta_э f_{пр}.\qquad(7\text{-}7)$$

Эквивалентное затухание контуров пары каскадов вычисляют по формуле (7-3), заменяя в ней функцию $\psi_1(n)$ на $\psi_2(n)$, значения которой даны в табл. 2-12. При подобной же замене для рассматриваемого усилителя справедлива формула (7-2). Коэффициент усиления и ослабление определяются равенствами:

$$K_{0у} = (0{,}5)^{0{,}5N}K_{0к}^{N};\qquad(7\text{-}8)$$

$$d_у = \left[0{,}5\sqrt{(2-\xi^2)^2+4\xi^2}\right]^{0{,}5N},\qquad(7\text{-}9)$$

где ξ — обобщенная расстройка, определяющаяся формулой (2-64) или (2-65).

Недостатком усилителя с расстроенными каскадами является худшая линейность его фазовой характеристики, что увеличивает искажения сигнала в телевизионных и импульсных приемниках. Но для получения достаточно большого усиления при широкой полосе пропускания такие усилители приходится применять, так как форма их резонансной кривой близка к прямоугольной.

Пример 7.1. Рассчитать четырехкаскадный усилитель для телевизионного приемника с расстроенными парами контуров, обеспечивающий наибольшее усиление при полосе пропускания 8 МГц и промежуточной частоте 35 МГц. Тип и режим работы транзисторов соответствуют примеру 6-3. Собственное затухание контуров считать равным 0,01.

По табл. 2-12 находим ψ_2 (4) = 0,88 и по (7-3) вычисляем $\delta_э = 8\cdot 10^6\cdot 0{,}88/35\cdot 10^6 = 0{,}2$. Расстройка контуров относительно промежуточной частоты согласно равенству (7-7) должна быть $\Delta_{f\,кр} = 0{,}5\times 0{,}2\cdot 35\cdot 10^6 = 35\cdot 10^5$ Гц, а частоты настройки контуров будут $f_1 = f_{пр} - \Delta f_{кр} = 35\cdot 10^6 - 35\cdot 10^5 = 315\cdot 10^5$ Гц и $f_2 = f_{пр} + \Delta f_{кр} = 385\cdot 10^5$ Гц. Параметры транзистора на этих частотах приведены в табл. 7-1. По уравнению (2-66) для первой частоты получим $K_{0\,уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0{,}9)\,0{,}079}{6{,}28\cdot 315\cdot 10^5\cdot 10^{-12}}} = 8{,}9$. Для второй частоты он равен 7,8. По формуле (2-86) вычисляем для первой частоты $K_{0\max} = \dfrac{0{,}5\cdot 0{,}079}{\sqrt{(0{,}21\cdot 3{,}1)\cdot 10^{-6}}}\left(1-\dfrac{0{,}01}{0{,}2}\right) = 46$. Расчет каждого каскада ведем на минимальный коэффициент устойчивого усиления 7,8.

Таблица 7-1

Частота, МГц	Y_{21}, мСм	g_{11}, мСм	g_{22}, мкСм	C_{11}, пФ	C_{22}, пФ	C_{12}, пФ	$K_{0уст}$	$K_{0\max}$	g, мкСм	p_1	p_2	L, мкГн	C_1, пФ	C_2, пФ
31,5	79	3,1	210	46	4	1	8,9	46	71,3	0,418	0,34	0,705	151	247
38,6	76	3,8	270	36	4	1	7,8	45	87	0,51	0,36	0,474	145	221

Из табл. 2-12 получаем θ_2 (4) = 6,8. Полагаем $\Delta C_{11} = 0{,}2\cdot 46 = 9{,}2$ пФ и $\Delta C_{22} = 0{,}2\cdot 4 = 0{,}8$ пФ. Обычно коэффициенты включения не превышают 0,3 — 0,4. Принимая их равными 0,35, из (7-6) ориентировочно находим $\Delta C_{\max} = 0{,}35^2\cdot 9{,}2 + 0{,}35^2\cdot 0{,}8 = 1{,}2$ пФ. Из неравенства (7-5) получаем $C'_э \geqslant 12\cdot 10^{-13}\dfrac{35\cdot 10^6}{8\cdot 10^6}\,6{,}8 = 36\cdot 10^{-12}$ Ф. Для второй частоты индуктивность контурной катушки вычисляем из (2-101) $L = 1/(6{,}28^2\cdot 385^2\cdot 10^{10}\cdot 36\cdot 10^{-12}) = 474\cdot 10^{-9}$ Гн, что по табл. 5-1 вполне реализуемо. По формуле (2-55) находим $g = 0{,}01\times 6{,}28\cdot 315\cdot 10^5\cdot 36\cdot 10^{-12} = 713\cdot 10^{-7}$ См.

Поскольку заданы K_0 и $\delta_э$, то коэффициенты включения вычисляем по методике § 6-5. Находим для первой частоты по формуле (6-14) коэффициенты: $N = 0{,}5\cdot 713\cdot 10^{-7}(0{,}2/0{,}01 - 1) = 678\cdot 10^{-6}$ См и $M = 0{,}2\cdot 713\cdot 10^{-7}\cdot 7{,}8/(0{,}01\cdot 0{,}079) = 0{,}141$. Так как $N > g_{22}$, то согласно (6-13) в первой паре коэффициентов будет $p_1 > 1$ и ее нельзя реали-

зовать. Вычисляем вторую пару коэффициентов включения $p_1 = \sqrt{\frac{678 \cdot 10^{-6}}{21 \cdot 10^{-5}} - \sqrt{\frac{678^2 \cdot 10^{-12}}{21^2 \cdot 10^{-10}} - \frac{31 \cdot 10^{-4}}{21 \cdot 10^{-5}} 0{,}141^2}} = 0{,}215$ и $p_2 = \sqrt{\frac{678 \cdot 10^{-6}}{31 \cdot 10^{-4}} + \sqrt{\frac{678^2 \cdot 10^{-12}}{31^2 \cdot 10^{-8}} - \frac{21 \cdot 10^{-5}}{31 \cdot 10^{-4}} 0{,}141^2}} = 0{,}66.$

При таких коэффициентах включения расчет по формулам (6-11) и (6-12) дает $K_0 = 7{,}75$ и $\delta_э = 0{,}2004$, что весьма близко к необходимым значениям, и подтверждает правильность проделанных вычислений. Но при данных значениях коэффициентов включения согласно (7-6) и (7-5) следовало бы эквивалентную емкость контура увеличить до 120 пФ. Это повысило бы g и N, а следовательно, и коэффициент включения p_2. Поскольку N и M не зависят от проводимости входа транзистора, то согласно (6-13) некоторого снижения p_2 при соот-

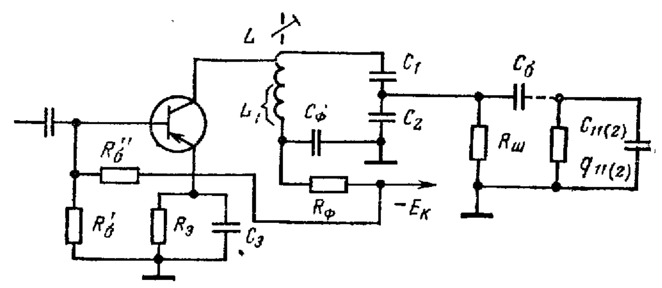


Рис. 7-1.

ветствующем увеличении p_1 можно достигнуть увеличением указанной проводимости, включая на входе следующего каскада шунтирующую проводимость $g_ш$, при которой второй радикал в формулах (6-13) будет еще вещественным. Это будет при выполнении неравенства

$$N^2/(g_{22}M^2) - g_{11} > g_ш. \tag{7-10}$$

В нашем случае для первой частоты $N^2/(g_{22}M^2) - g_{11} = 678^2 \times \times 10^{-12}/(21 \cdot 10^{-5} \cdot 0{,}141^2) - 31 \cdot 10^{-4} = 0{,}1$ См и для второй 0,07 См.

Возьмем шунтирующее сопротивление 120 Ом, чему соответствует $g_ш = 0{,}00833$ См, что меньше обоих предельных значений. При этом по формулам (6-13) получим $p_1 = 0{,}418$ и $p_2 = 0{,}34$. Расчет по уравнениям (6-11) и (6-12) дает $K_0 = 7{,}85$ и $\delta_э = 0{,}2$, что подтверждает правильность проделанных расчетов. По равенству (7-6) находим $\Delta C_{max} = 0{,}34^2 \cdot 9{,}2 + 0{,}418^2 \cdot 0{,}8 = 1{,}2$ пФ, что соответствует принятой эквивалентной емкости контура.

По выражению (7-8) вычисляем коэффициент усиления $K_{0у} = 0{,}5^{0{,}5 \cdot 4} \cdot 7{,}8^4 = 925$. На рис. 7-1 приведена схема каскада с шунтирующим сопротивлением $R_ш$ на входе следующего каскада. При делении емкостной ветви контура его емкости определяются уравнениями:

$$C_2 = (C_э - C_0)/p_2^2 - C_{м2} - C_{11\ 2}; \tag{7-11}$$

$$C_1 = (C_э - C_0)/[p_2(1 - p_2)], \tag{7-12}$$

в которых

$$C_0 = C_к + p_1^2 (C_{11} + C_{м1}), \tag{7-13}$$

а $C_{м2}$ и $C_{м1}$ — монтажные емкости входа следующего каскада и коллекторной цепи данного каскада. Полагая $C_к = 1$ пФ и $C_{м1} = C_{м2} = 2$ пФ, из (7-13) получаем $C_0 = 1 + 0{,}418^2 (4 + 2) = 2{,}05$ пФ. Из (7-12) и (7-11) находим $C_2 = (36 - 2{,}05)/0{,}34^2 - 2 - 46 = 247$ пФ и $C_1 = (36 - 2{,}05) / [0{,}34 (1 - 0{,}34)] = 151$ пФ. Результаты расчетов для второй частоты приведены в табл. 7-1.

Режим работы транзистора совпадает с данными примера 6-3. Поэтому сопротивления резисторов схемы питания сохраняются теми же. Емкости конденсаторов $C_э$ и $C_ф$ должны быть увеличены в $144/31{,}5 = 4{,}7$ раза; по табл. П-3-2 принимаем их равными соответственно 100 и 620 пФ. Чтобы конденсатор $C_ф$ не влиял существенно на эквивалентную емкость контура, его емкость должна в 100 раз превышать эквивалентную емкость контура. Поэтому окончательно принимаем его емкость 3600 пФ.

Емкость разделительного конденсатора должна удовлетворять неравенствам (6-5). В нашем случае $C_б \geqslant 1380 \div 4600$ пФ и $C_б \geqslant (10 \div 20) \cdot 0{,}01143/315 \cdot 10^5 = (36 \div 72) \cdot 10^{-10}$ Ф. Выбираем по табл. П-3-2 конденсатор емкостью 3900 пФ.

7-4. Расчет усилителя с двумя связанными контурами

В радиовещательных и связных приемниках подобные усилители, как правило, применяются при связи между контурами, не превышающей критическую. В этом случае кривая селективности сохраняется

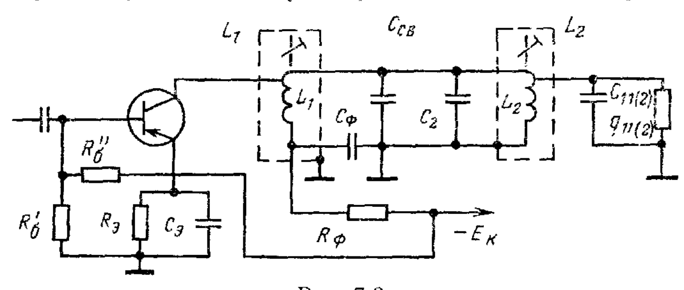


Рис. 7-2.

одногорбой, а коэффициент усиления и ослабление усилителя при одинаковом затухании колебательных контуров определяются уравнениями:

$$K_{0у} = \left[\frac{\eta}{1+\eta^2} \frac{p_1 p_2 \,|\, Y_{21} \,|}{g_э}\right]^N = K_{0к}^N; \quad (7\text{-}14)$$

$$d_у = \left[\sqrt{(1+\eta^2-\xi_d^2)^2+4\xi_d^2}/1+\eta^2\right]^N = d_к^N, \quad (7\text{-}15)$$

где выражения, стоящие в квадратных скобках, определяют коэффициент усиления каскада $K_{0к}$ на средней частоте полосы пропускания и его ослабление $d_к$;

$$\eta = k/\delta \quad (7\text{-}16)$$

— параметр связи. Эквивалентные параметры первого и второго контуров выражаются равенствами (рис. 7-2)

$$\delta_{э1}=\delta\,(1+p_1^2 g_{22}/g);\qquad \delta_{э2}=\delta\,(1+p_2^2 g_{11(2)}/g);\qquad (7\text{-}17)$$

$$C_{э1}=C_{01}+p_1^2\,(C_{м1}+C_{22});\qquad C_{э2}=C_{02}+p_2^2\,(C_{м2}+C_{11(2)});\qquad (7\text{-}18)$$

$$C_{01}=C_{к1}+C_1;\qquad C_{02}=C_{к2}+C_2.\qquad (7\text{-}19)$$

Эквивалентное затухание контуров N-каскадного усилителя определяется уравнением (7-3) при замене в нем функции $\psi_1(n)$ на $\psi_3(n)$ (см. табл. 2-12). Минимально допустимая эквивалентная емкость контуров вычисляется по неравенству (7-5) с подстановкой в него функции $\theta_3(n)$ вместо $\theta_1(n)$, а значение ΔC_{max} определяется максимальным значением из равенств

$$\Delta C_{1max}=p_1^2\,\Delta C_{22};\qquad \Delta C_{2max}=p_2^2\,\Delta C_{11}.\qquad (7\text{-}20)$$

Соответствующим подбором емкости C_{01} и C_{02} можно обеспечить полную идентичность эквивалентных параметров обоих колебательных контуров. Максимальное усиление каскада при заданном эквивалентном затухании контуров определяется уравнением (2-86), а необходимые для этого коэффициенты включения — уравнениями (5-5) и (5-6) при замене g'_A и на g_{22}. Если задан коэффициент усиления, меньший максимально допустимого, то при этом выбором коэффициентов включения по (5-5) и (5-6) можно получить минимально осуществимое эквивалентное затухание контуров, соответствующее (6-10). Устойчивый коэффициент усиления данного каскада определяется уравнениями (2-66) и (2-93).

Пример 7-2. Рассчитать двухкаскадный усилитель с двумя связанными контурами при критической связи, полосе пропускания 13 кГц, промежуточной частоте 465 кГц и максимальном усилении на транзисторах ГТ308В. Нагрузкой усилителя служит вход детектора, рассчитанного в примере 2-24. Ослабление соседнего канала при расстройке $\pm$ 10 кГц должно быть более 6 дБ. Рабочая точка транзисторов: $U_{ЭК0}=-5$ В, $I_{К0}=1$ мА, $E_{К0}=12$ В. Их параметры: $Y_{21}=0{,}035$ См; $g_{11}=0{,}4$ мСм; $g_{22}=10$ мкСм; $C_{22}=4$ пФ; $C_{12}=1$ пФ; $C_{11}=40$ пФ; $h_{21б}=0{,}993$.

По табл. 2-12 находим $\psi_3(2)=0{,}88$ и $\theta_3(2)=1{,}98$. Вычисляем эквивалентное затухание контуров по формуле (7-3) $\delta_э=13\,000\times\times 0{,}88/465\,000=0{,}0245$. Полагая с некоторым запасом $p_1=p_2=1$ и разброс параметров транзисторов равным 0,3, по (7-20) определяем $\Delta C_{1max}=1^2\cdot 0{,}3\cdot 4=1{,}2$ пФ, $\Delta C_{2max}=1^2\cdot 0{,}3\cdot 40=12$ пФ. По неравенству (7-5) минимально допустимая эквивалентная емкость должна быть $C'_э\geqslant 12\,\dfrac{465\,000}{13\,000}\,1{,}98=850$ пФ. По (2-101) индуктивность контурных катушек будет $L=1/(6{,}28^2\cdot 465^2\cdot 10^6\cdot 85\cdot 10^{-11})=138\times\times 10^{-6}$ Гн, что по табл. 5-1 реализуемо. Полагая собственное затухание контуров равным 0,012, по (2-55) находим $g=0{,}012\cdot 6{,}28\cdot 465\,000\times\times 85\cdot 10^{-11}=298\cdot 10^{-7}$ См и $g_э=g\delta_э/\delta=298\cdot 10^{-7}\cdot 0{,}0245/0{,}012==61\cdot 10^{-6}$ См.

Пользуясь формулой (2-86), вычисляем $K_{0max}=\dfrac{0{,}5\cdot 0{,}035}{\sqrt{10^{-5}\cdot 4\cdot 10^{-4}}}\times\times\left(1-\dfrac{0{,}012}{0{,}0245}\right)=141$ и по уравнению (2-66) $K_{0уст}==\sqrt{\dfrac{2\,(1-0{,}9)\,0{,}035}{6{,}28\cdot 465\,000\cdot 10^{-12}}}=49$. Расчет ведем на устойчивый коэффи-

циент усиления. По первому уравнению (7-17) находим $p_1 = \sqrt{\frac{298\cdot10^{-7}}{10^{-5}}\left(\frac{0{,}0245}{0{,}012}-1\right)} = 1{,}76$, что не реализуемо. Принимаем $p_1 = 1$. Из второго уравнения (7-17) находим $p_2 = \sqrt{\frac{298\cdot10^{-7}}{0{,}004}\times\left(\frac{0{,}0245}{0{,}012}-1\right)} = 0{,}278$. По выражению в квадратных скобках формулы (7-14) находим усиление каскада при полученных коэффициентах включения $K_{0к} = \frac{1}{1+1^2}\frac{1\cdot0{,}278\cdot0{,}035}{0{,}000061} = 80$, что на 63 % превышает устойчивый коэффициент усиления. Поэтому возьмем $p_1 = K_{0\,уст}/K_{0к} = 49{,}80 = 0{,}613$.

Чтобы обеспечить эквивалентное затухание первого контура, согласно первой формуле (7-17) следует иметь проводимость на выходе транзистора $g'_{22} = \frac{g}{p_1^2}\left(\frac{\delta_э}{\delta}-1\right) = \frac{298\cdot10^{-7}}{0{,}613^2}\left(\frac{0{,}0245}{0{,}012}-1\right) = 826\cdot10^{-7}$ См. Проводимость шунтирующего резистора для этого должна быть $g_ш = g'_{22} - g_{22} = (826-100)\cdot10^{-7}$ См. Ей соответствует сопротивление 13 750 Ом. Согласно табл. П-3-1 принимаем резистор сопротивлением 13 кОм.

По уравнениям (7-19) с учетом (7-18) вычисляем емкость конденсаторов контуров, полагая $C_{м1} = C_{м2} = 5$ пФ и $C_{к1} = C_{к2} = 10$ пФ, $C_1 = C_э - p_1^2\ (C_{м1} + C_{22}) - C_{к1} = 850 - 0{,}613^2\ (5+4) - 10 = 836{,}6$ пФ и $C_2 = 850 - 0{,}278^2\ (5+40) - 10 = 836{,}5$ пФ. Эти емкости согласно табл. П-3-2 и П-4-2 можно составить параллельным соединением конденсаторов с постоянной емкостью 820 пФ и полупеременного типа КПК-2 с изменением емкости от 6 до 60 пФ.

Принимаем падение напряжения на резисторе фильтра $U_1 = 1$ В и по формуле (6-4) находим $R_ф = 1/10^{-3} = 10^3$ Ом, что соответствует данным табл. П-3-1. По неравенству (3-19) получаем $C_ф \geq (10 \div 20)\ /\ (465\cdot10^3\cdot10^3) = (21 \div 42)\cdot10^{-9}$ Ф; из табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 0,033 мкФ. Пользуясь уравнением (3-17), вычисляем $U_{R_э} = 12 - 1 - 5 = 6$ В. По формуле (6-6) имеем $I_{Б0} = (1 - 0{,}993)\cdot10^{-3} = 7\cdot10^{-6}$ А. Вычисляем из равенства (3-18) $R_э = 6/\ (10^{-3} + 7\cdot10^{-6}) = 5950$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 6,2 кОм. По неравенству (3-19) находим $C_э \geq (10 \div 20)\ /\ (465\cdot10^3\cdot6200) = (35 \div 70)\cdot10^{-10}$ Ф. Из табл. П-3-2 берем конденсатор емкостью 5600 пФ. Положим $U_{БЭ0} = 0{,}22$ В. Тогда из (3-20) получим $U_{R'_б} = 6 + 0{,}22 = 6{,}22$ В. Полагая в уравнении (3-21) численный коэффициент равным 10, получаем $I_д = 10\cdot7\cdot10^{-6} = 7\cdot10^{-5}$ А. Из (3-22) и (3-23) находим $R'_б = 6{,}22/\ (7\cdot10^{-5}) = 89\,000$ Ом и $R''_б = (12 - 6{,}22)\ /\ (7\cdot10^{-5} + 7\cdot10^{-6}) = 75\,000$ Ом. По табл. П-3-2 берем резисторы сопротивлением 90 и 75 кОм. Коэффициент нестабильности коллекторного тока вычисляем по формуле (3-24) $\sigma = \frac{1 + 6200/90\,000 + 6200/75\,000}{1 - 0{,}993 + 6200/90\,000 + 6200/75\,000} = 7{,}3$, что достаточно.

Согласно формуле (7-14) коэффициент усиления всего усилителя будет $K_{0у} = 49^2 = 2400$. Для стандартной расстройки 10 кГц из (2-65) получаем $\xi = 20\,000/\ (0{,}0245\cdot465\,000) = 1{,}75$. По (7-15) находим $d = \left[\sqrt{(1 - 1^2 - 1{,}75^2)^2 + 4\cdot1{,}75^2}/1 + 1^2\right]^2 = 3{,}4$, или 10,6 дБ, что больше требуемого.

Входное сопротивление детектора из примера 2-24 равно 4 кОм $g_{вх} = 0,0025$ См). Следовательно, для второго каскада должно быть $p_2 = \sqrt{\frac{298 \cdot 10^{-7}}{0,00025}\left(\frac{0,0245}{0,012}\right)} = 0,352$. Ток питания каскада $I_0 = I_к + I_п = 10^{-3} + 7 \cdot 10^{-5} = 0,00107$ А.

Пример 7-3. Рассчитать трехкаскадный усилитель с двумя связанными контурами при критической связи на транзисторах ГТ308В по схеме с ОЭ при промежуточной частоте 8,4 МГц, обеспечивающий $П = 180$ кГц и наибольшее усиление. Режим работы транзисторов соответствует примеру 7-2. Селективность усилителя должна удовлетворять требованиям к приемникам I класса для приема ЧМС. Параметры транзистора: $Y_{21} = 0,035$ См; $g_{11} = 0,9$ мСм; $g_{22} = 110$ мкСм; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $C_{11} = 40$ пФ; $h_{21б} = 0,993$.

По табл. 2-12 находим $\psi_3(3) = 0,98$ и $\theta_3(3) = 1,89$. Согласно уравнению (7-3) должно быть $\delta_э = 0,18 \cdot 0,98/8,4 = 0,021$. Положим $p_1 = p_2 = 0,3$ и разброс параметров транзистора равным 0,19. По равенствам (7-20) вычисляем $\Delta C_{1max} = 0,3^2 \cdot 0,19 \cdot 4 = 0,007$ пФ и $\Delta C_{2max} = 0,3^2 \cdot 0,19 \cdot 40 = 0,68$ пФ. Минимально допустимую эквивалентную емкость контуров находим из неравенства (7-5) $C'_э \geq 0,68 \frac{8,4}{0,18} 1,89 = 60$ пФ. Ей согласно равенству (2-101) соответствует $L = 1/(6,28^2 \cdot 84^2 \cdot 10^{10} \cdot 6 \cdot 10^{-11}) = 6 \cdot 10^{-6}$ Гн, что по табл. 5-1 допустимо.

Положим $\delta = 0,01$ и по равенству (2-55) вычисляем $g = 0,01 \times 6,28 \cdot 82 \cdot 10^5 \cdot 6 \cdot 10^{-11} = 316 \cdot 10^{-8}$ См и $g_э = \frac{0,021}{0,01} 316 \cdot 10^{-8} = 663 \cdot 10^{-8}$ См.

По формуле (2-66) вычисляем $K_{0уст} = \sqrt{\frac{2(1-0,9)\,0,035}{6,28 \cdot 84 \cdot 10^5 \cdot 10^{-12}}} = 11,5$.

Уравнение (2-86) дает $K_{0max} = \frac{0,5 \cdot 0,035}{\sqrt{0,00011 \cdot 0,0009}}\left(1 - \frac{0,01}{0,021}\right) = 29$.

Расчет ведем на устойчивый коэффициент усиления. Для обеспечения эквивалентного затухания по первому уравнению (7-17) вычисляем $p_1 = \sqrt{\frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,00011}\left(\frac{0,021}{0,01} - 1\right)} = 0,178$ и по второму $p_2 = \sqrt{\frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,0009}\left(\frac{0,021}{0,01} - 1\right)} = 0,0622$. По выражению в квадратных скобках формулы (7-14) вычисляем коэффициент усиления каскада при данных коэффициентах включения $K_0 = \frac{1}{1+1^2} \frac{0,178 \cdot 0,0622 \cdot 0,035}{0,00000663} = 29,4$. Это больше устойчивого усиления в $29,4/11,5 = 2,55$ раза. Во столько же раз снижаем коэффициент включения первого контура и берем его равным $p_1 = 0,178/2,55 = 0,07$. Из первого уравнения (7-17) вычисляем необходимую проводимость на выходе транзистора $g'_{22} = \frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,07^2}\left(\frac{0,021}{0,01} - 1\right) = 0,00071$ См. Для ее обеспечения на выходе транзистора следует подключить шунтирующую проводимость $g_ш = 0,00071 - 0,00011 = 0,0006$ См или резистор сопротивлением 1670 Ом (по табл. П-3-1 берем резистор сопротивлением 1600 Ом).

Коэффициент усиления усилителя вычисляем по уравнению (7-1) $K_{эу} = 11,5^3 = 1520$. Режим работы транзисторов соответствует примеру 7-2. Следовательно, сопротивления резисторов схемы каскада со-

храняют свои значения, а емкости конденсаторов должны быть уменьшены в 8400/465 = 18 раз.

Для оценки селективности усилителя на штриховой кривой 3 (рис. 2-14) отмечаем точки Б и В, соответствующие ослаблениям 2 и 20 (6 и 26 дБ). Для них ξ_{d_c}/ξ_n равны соответственно 1,4 и 2,3. Следовательно, интервал частот, заключенный между абсциссами точек Б и В, будет $\Delta f_{БВ}$ = (2,3 — 1,4) 0,5$П$ = (2,3 — 1,4) · 0,5 · 180 = 81 кГц, а средняя крутизна ската кривой селективности 20 дБ/$\Delta f_{БВ}$ = 20/81 = = 0,246 дБ/кГц, что больше требуемого.

7-5. Расчет усилителя с ФСС

Фильтры сосредоточенной селекции из связанных колебательных контуров дают лучшую селективность по сравнению с усилителем с двумя связанными контурами в каждом каскаде (при равном числе контуров), если эквивалентное затухание удовлетворяет уравнению (2-53). Для промежуточной частоты 465 кГц при эквивалентном зату-

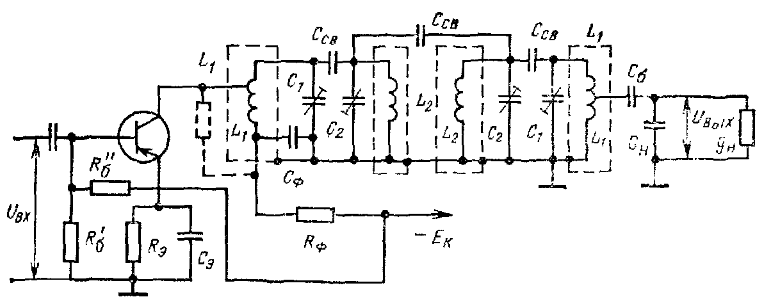


Рис. 7-3.

хании 0,01 минимально осуществимая полоса пропускания фильтра будет более 13 кГц, что ограничивает применение таких фильтров. Фильтры с пьезокерамическими и магнитострикционными колебательными системами лишены этого недостатка, так как обладают значительно меньшим эквивалентным затуханием своих резонаторов. Наиболее часто применяемая схема ФСС с внешнеемкостной связью между контурами приведена на рис. 7-3. Коэффициент усиления каскада с ФСС определяется равенством

$$K_0 = p_1 p_2 q Y_{21}/G_{вх}, \qquad (7\text{-}21)$$

где p_1 и p_2 — коэффициенты включения первого и последнего контуров; q — коэффициент ослабления сигнала ФСС на средней частоте полосы пропускания (рис. 7-4); $G_{вх}$ — входная или характеристическая проводимость ФСС (см. табл. 2-7). Абсциссы на рис. 7-4 определяются уравнением

$$x = 2\delta_э f_{пр}/П_ф. \qquad (7\text{-}22)$$

Ослабление фильтра $d_ф$ связано с ослаблением звена (рис. 7-5) и числом звеньев в фильтре m

$$d_ф = m d_{зв}. \qquad (7\text{-}23)$$

Коэффициенты включения вычисляются по формулам:

$$p_1 = \sqrt{G_{вх}/g_{22}}; \quad p_2 = \sqrt{G_{вх}/g_{11}}. \tag{7-24}$$

Если один или оба коэффициента окажутся больше единицы, то принимают каждый из них равным 1 и из этих же уравнений вычисляют шунтирующую проводимость

$$g_{ш22} = G_{вх} - g_{22}; \quad g_{ш11} = G_{вх} - g_{11}. \tag{7-25}$$

В ФСС обычно принимают $G_{вых} = G_{вх}$, а емкость связи между контурами находят из формулы

$$C_{св} = G_{вх}/(2\pi f_{пр}). \tag{7-26}$$

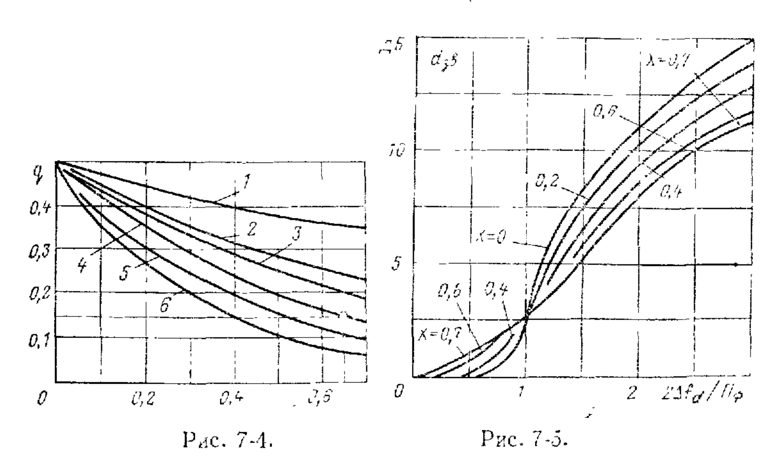


Рис. 7-4. Рис. 7-5.

Емкость этих конденсаторов должна соответствовать расчетному значению с погрешностью менее $0{,}5\delta_э$. Каждая контурная катушка должна помещаться в экран, хорошо предотвращающий связь между контурами. Параметры внутренних контуров фильтра (второго и третьего на рис. 7-3) должны удовлетворять равенствам:

$$C_2 = \frac{G_{вх}}{\pi П_ф} - 2C_{св}; \quad L_2 = \frac{П_ф}{4\pi G_{вх} f_{пр}^2}, \tag{7-27}$$

а первого и последнего — уравнениями:

$$C_1 = 0{,}5C_2; \quad L_1 = 2L_2. \tag{7-28}$$

Пример 7-4. Рассчитать выходные параметры преобразователя частоты с четырехзвенным ФСС, обеспечивающим полосу пропускания 180 кГц при промежуточной частоте 8,4 МГц на транзисторе ГТ313Б в рабочей точке $I_{К0} = 1$ мА, $U_{КЭ0} = -5$ В, $U_{БЭ0} = 0{,}23$ В, $E_{к0} = 12$ В. Его параметры: $Y_{21} = 0{,}09$ См; $g_{11} = 750$ мкСм; $g_{22} = 50$ мкСм; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $C_{11} = 50$ пФ; $h_{21б} = 0{,}993$. В следующем каскаде применен транзистор ГТ308В ($g_{11} = 9 \cdot 10^{-4}$ См, $C_{11} = 40$ пФ). Полагаем $Y_{21пр} = 0{,}45$, Y_{21} и $\delta = 0{,}005$.

Проверяем выполнение неравенства (2-53) $\delta_э \leq 0{,}18/(2{,}83\cdot 8{,}4) = 0{,}0075$. Принимаем $\delta_э = 0{,}007$ для выполнения неравенства. Коэффициент устойчивого усиления вычисляем по (2-66) $K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2\,(1-0{,}9)\;0{,}09}{6{,}28\cdot 8\,400\,000\cdot 10^{-12}}} = 58$. По формуле (7-22) находим параметр $x = 2\cdot 0{,}007\cdot 8\,400\,000/180\,000 = 0{,}65$. По рис. 7-4 определяем $q = 0{,}14$.

Чтобы иметь возможно больший коэффициент усиления каскада, примем $G_{вх} = g_{22}$, что согласно (7-14) даст $p_1 = 1$. По (7-26) вычисляем $C_{сп} = (5\cdot 10^{-5})\,/\,(6{,}28\cdot 8\,400\,000) = 95\cdot 10^{-14}$ Ф. Из (7-27) находим $C_э = 0{,}00005/(3{,}14\cdot 180\,000) - 19\cdot 10^{-13} = 87\cdot 10^{-12}$ Ф и $L_э = 180\,000/(12{,}56\cdot 5\cdot 10^{-5}\cdot 84^2\cdot 10^{10}) = 41\cdot 10^{-7}$ Гн. По формулам (7-28) получаем $C_1 = 0{,}5\cdot 87 = 43{,}5$ пФ и $L_1 = 2\cdot 41\cdot 10^{-7} = 82\cdot 10^{-7}$ Гн. По второй формуле (7-24) $p_2 = \sqrt{\frac{5\cdot 10^{-5}}{9\cdot 10^{-4}}} = 0{,}236$. Коэффициент усиления каскада вычисляем по формуле (7-21) $K_0 = 1\cdot 0{,}236\cdot 0{,}14\cdot 0{,}45\times 0{,}09/5\cdot 10^{-5} = 26{,}6$ что допустимо.

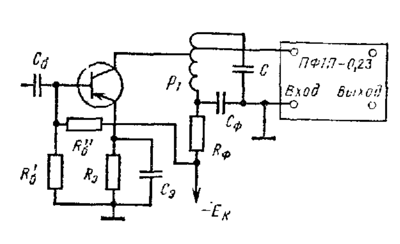


Рис. 7-6.

Положим собственную емкость катушек равной 2 пФ, тогда емкость конденсатора первого контура должна быть $C_{к1} = C_1 - C_к - p_1^2 C_{22} = 43{,}5 - 2 - 1\cdot 4 = 37{,}5$ пФ, четвертого контура $C_{к4} = 43{,}5 - 2 - 0{,}236^2\cdot 50 = 38{,}7$ пФ. Емкости конденсаторов второго и третьего контуров будут $C_{к2-3} = 87 - 2 = 85$ пФ. По табл. П-4-2 выбираем конденсаторы типа КПК-2 емкостью 6—60 пФ для первого и четвертого контуров и емкостью 10—100 пФ для второго и третьего.

Схема каскада с пьезоэлектрическим фильтром приведена на рис. 7-6. Полоса пропускания согласующего колебательного контура должна удовлетворять равенству

$$П_к = \delta_э f_{пр} = (2{,}5 \div 3{,}5)\,П_ф. \qquad (7\text{-}29)$$

Коэффициенты включения определяются уравнениями:

$$p_1 = \sqrt{\frac{g}{g_{22}}} \quad и \quad p_2 = \sqrt{\frac{g}{G_{вх}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 2\right)}, \qquad (7\text{-}30)$$

где g — собственная проводимость контура.

Пример 7-5. Определить параметры преобразователя частоты на транзисторе ГТ308В, режим работы которого соответствует примеру 7-4. Селективной системой служит фильтр типа ПФ1П-0,23 ($П_ф = 8 \div 11{,}5$ кГц; $q = 0{,}33$; $G_{вх} = 835$ мкСм; $d_{\pm 9\,кГц} \geq 40$ дБ).

Согласно формуле (2-153) эквивалентная емкость согласующего контура должна быть $C_э = 3\cdot 10^{-4}/465\,000 = 645\cdot 10^{-12}$ Ф. Индуктивность контурной катушки вычисляем по равенству (2-101) $L = 1/(6{,}28^2\cdot 465^2\cdot 10^6\cdot 645\cdot 10^{-12}) = 183\cdot 10^{-6}$ Гн. Положим $\delta = 0{,}01$ и по формуле (2-55) находим $g = 0{,}01\cdot 6{,}28\cdot 465\,000\cdot 645\cdot 10^{-12} = 189\cdot 10^{-7}$ См.

Из первой формулы (7-30) получаем $p_1 = \sqrt{\frac{189 \cdot 10^{-7}}{10^{-5}}} = 1{,}35$ и берем $p_1 = 1$. Приняв численный коэффициент равным 3, а полосу пропускания фильтра максимальной, из равенства (7-29) вычисляем $\delta_э = 3 \cdot 11\,500/465\,000 = 0{,}074$. Находим по второму уравнению (7-30) $p_2 = \sqrt{\frac{189 \cdot 10^{-7}}{835 \cdot 10^{-6}}\left(\frac{0{,}074}{0{,}01} - 2\right)} = 0{,}38$. Коэффициент преобразования каскада вычисляем по формуле (7-21), заменяя Y_{21} на $Y_{21пр} = 0{,}45 \cdot Y_{21}$, $K_{0пр} = 1 \cdot 0{,}38 \cdot 0{,}33 \cdot 0{,}45 \cdot 0{,}035/836 \cdot 10^{-6} = 2{,}3$.

При использовании пьезомеханического фильтра согласующий колебательный контур включать не обязательно. Но сопротивление коллекторного резистора (рис. 7-7) должно определяться равенством

$$R_к = 1/G_{вх}. \tag{7-31}$$

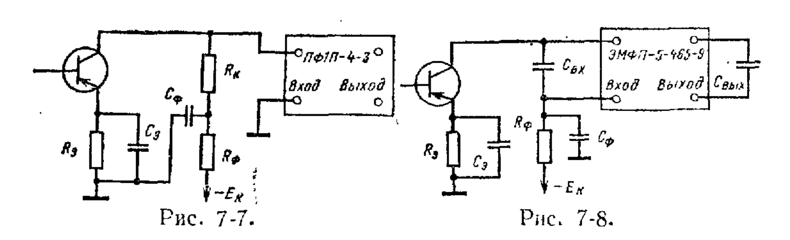


Рис. 7-7. Рис. 7-8.

Пример 7-6. Определить параметры преобразователя частоты по исходным данным примера 7-5, если селективной системой служит фильтр ПФ1П-4-3 ($П_ф = 7 \div 10$ кГц, $q = 0{,}25$, $G_{вх} = 0{,}5$ мСм).

По формуле (7-31) вычисляем $R_к = 1/5 \cdot 10^{-4} = 2000$ Ом, что точно соответствует данным табл. П-3-1. Полагая в формуле (7-21) $p_1 = p_2 = 1$, находим $K_0 = 1 \cdot 1 \cdot 0{,}25 \cdot 0{,}45 \cdot 0{,}035/5 \cdot 10^{-4} = 7{,}9$.

Схема преобразователя частоты с электромеханическим фильтром показана на рис. 7-8. Параметры фильтра типа ЭМФП-5-465-9: $П_ф = 8{,}4 \div 9{,}6$ кГц; $C_{вых} = 2200$ пФ; $q = 0{,}45$; $C_{вх} = 300$ пФ; $G_{вх} = 1$ мСм.

Пример 7-7. Определить параметры преобразователя частоты по исходным данным примера 7-5, если селективной системой служит фильтр типа ЭМФП-5-465-9.

Согласно рис. 7-8 в данном случае $p_1 = p_2 = 1$, поэтому из формулы (7-21) получаем $K_{0пр} = 1 \cdot 1 \cdot 0{,}45 \cdot 0{,}45 \cdot 0{,}035/10^{-3} = 7{,}1$.

Глава восьмая

РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

8-1. Исходные данные и задачи расчета

Для радиовещательных приемников ГОСТ 5651-76 задаются промежуточная частота и диапазон рабочих частот. При расчете структурной схемы определяются: полоса пропускания тракта промежуточной частоты — $П_{пр}$; тип, схема и основные характеристики селективной

системы преобразователя частоты; тип электронного прибора и его режим работы; минимально необходимый коэффициент преобразования; напряжение источника питания. Из расчета входной цепи и усилителя радиосигнала получаются параметры колебательных контуров радиотракта.

При расчете каскада: уточняется режим работы электронного прибора и вычисляются параметры элементов схемы, обеспечивающие его; выбирается тип электронного прибора для гетеродина, определяется его оптимальный режим работы и вычисляются параметры элементов схемы гетеродина; выбирается метод сопряжения настройки гетеродинного контура и рассчитываются его элементы; выбирается схема стабилизации режима работы электронных приборов, рассчитываются параметры всех ее элементов.

8-2. Расчет преобразователя частоты с отдельным гетеродином

У транзисторных преобразователей частоты зависимость крутизны преобразования от амплитуды подводимого напряжения гетеродина сохраняется близкой к линейной лишь при амплитуде напряжения, подводимого от гетеродина, не более 0,08—0,12 В. Для уменьшения нелинейных искажений подводимое от гетеродина напряжение обычно имеет амплитуду около 0,1 В. С целью повышения к. п. д. каскада рабочую точку целесообразно выбрать при токе коллектора не более 1—2 мА. При отмеченных условиях крутизну преобразования можно вычислять по приближенному равенству [5]

$$Y_{21\,пр} \approx (0,3 \div 0,6)\, Y_{21}, \qquad (8\text{-}1)$$

где Y_{21} — проводимость прямой передачи транзистора в рабочей точке.

Коэффициент преобразования определяется уравнением

$$K_{0\,пр} = p_1 p_2 q Y_{21\,пр}/G_н, \qquad (8\text{-}2)$$

где p_1 и p_2 — коэффициенты включения селективной системы преобразователя частоты в коллекторную цепь транзистора и ко входу следующего каскада; q — коэффициент ослабления селективной системы на промежуточной частоте; $G_н$ — входная проводимость селективной системы. Для ФСС значения двух последних параметров приводятся в табл. 2-7. Если нагрузкой служит одиночный контур, то $q = 1$ и $G_н = g_э$, а для двух связанных контуров при критической связи $q = 0,5$ и $G_н = g_э$.

Расчет параметров элементов схемы, обеспечивающих выбранный режим работы транзистора, выполняется по методике § 3-2. Для уменьшения влияния радиотракта на режим работы напряжение гетеродина обычно вводят в цепь эмиттера, а сигнальное — в цепь базы. Наиболее часто применяющаяся схема со стабилизацией коллекторного тока транзисторов преобразователя частоты и гетеродина приведена на рис. 8-1. Благодаря большой емкости конденсатора $C_{ст}$ нижние полюсы эмиттерных резисторов преобразовательного и гетеродинного транзисторов по переменным токам имеют потенциал шасси. Постоянные составляющие эмиттерных токов транзисторов $T_п$ и $T_г$, а также делителей напряжения, питающих базы транзисторов, протекают через транзистор $T_{ст}$. Он совместно с диодом $Д$ обеспечивает стабилизацию коллекторных то-

ков транзисторов $T_п$ и $T_г$ при изменениях напряжения источника питания и температуры [5].

При трансформаторной обратной связи в гетеродине коэффициент связи между коллекторной и контурной катушками должен на 10—20 % превышать критическое значение, определяющееся уравнением

$$k_{кр} = \frac{g_г + p_б^2 g_{11\,г}}{Y_{21\,г}} \sqrt{\frac{L_г}{L_{св.\,г}}}, \qquad (8\text{-}3)$$

где $g_г$ — резонансная проводимость контура гетеродина, а $p_б$ — коэффициент включения этого контура к участку база—эмиттер транзистора.

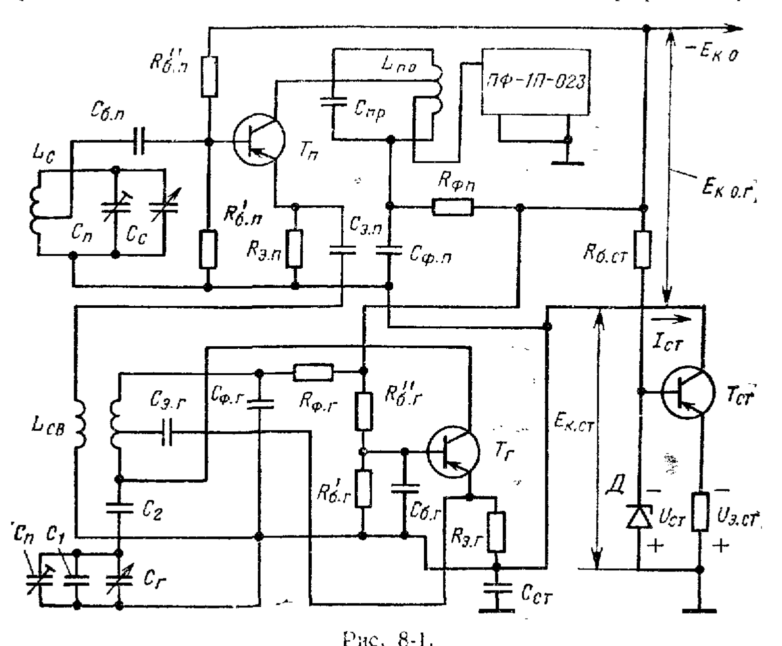


Рис. 8-1.

Для повышения стабильности работы гетеродина коэффициент связи берут не более 0,02—0,04, что обеспечивается подбором коэффициента включения. При настройке контура гетеродина емкостью его проводимость определяется из уравнения

$$g_г = \delta_г/(\omega L_г); \qquad (8\text{-}4)$$

проводимости $g_{11г}$ и $Y_{21г}$ также зависят от частоты. Поэтому при расчете гетеродина для работы в диапазоне частот при $k_{дг} > 1{,}2 \div 1{,}3$ следует определять значения $k_{кр}$ на крайних и средней частотах поддиапазона. За расчетное принимается большее из полученных значений.

В диапазонах километровых и гектометровых волн параметры транзисторов практически постоянны, а критический коэффициент связи можно определять лишь на минимальной частоте.

В случае индуктивной трехточечной схемы гетеродина критическая индуктивность части контурной катушки, включаемой между базой и эмиттером транзистора, находится из уравнения

$$L_{бэ.\,кр}=\frac{g_г}{p_к^2 Y'_{21}}L_{кэ}, \qquad (8\text{-}5)$$

где $L_{кэ}$ — индуктивность части контурной катушки гетеродина, включенной между коллектором и эмиттером транзистора. Для обеспечения надежного режима самовозбуждения следует брать индуктивность $L_{бэ}$ на 15—20 % больше критического значения.

Приближенный расчет режима работы гетеродина, точность которого обычно достаточна для радиолюбительской практики, выполняют по следующей методике. Сначала выбирают метод сопряжения настройки. Если $k_д \leqslant 1{,}3 \div 1{,}4$, то применяют сопряжение настройки с помощью одного, обычно параллельного (C_1 на рис. 8-1) конденсатора. При расчете тракта радиосигнала определяют суммарную емкость его контуров C_Σ, которая согласно (5-8) и (5-14) включает в себя все емкости, кроме емкости конденсатора, с помощью которого контур перестраивается в поддиапазоне частот. С целью уменьшения интерференционных искажений обычно применяют верхнюю настройку гетеродина, для которой

$$f_г=f_с+f_{пр}. \qquad (8\text{-}6)$$

При точном сопряжении на крайних частотах поддиапазона емкость гетеродинного контура $C_{\Sigma г}$ вычисляется по формуле (5-48), если в нее при верхней настройке гетеродина вместо $k_д$ подставить

$$k_{д.\,г}=(f_{с\,max}+f_{пр})/(f_{с\,min}+f_{пр}). \qquad (8\text{-}7)$$

Емкость параллельного сопрягающего конденсатора определяется разностью

$$C_1=C_{\Sigma г}-C_\Sigma. \qquad (8\text{-}8)$$

При нижней настройке гетеродина $k_{д.г}>k_{д.с}$ и сопрягающие конденсаторы включают в контуры радиотракта. Допустимая максимальная относительная погрешность сопряжения $b_{с.доп}$ должна удовлетворять неравенству

$$b_{с.\,доп}\leqslant 0{,}5\delta_{э.\,с}/\psi_1(n_с), \qquad (8\text{-}9)$$

где $\delta_{э.с}$ и $n_с$ — эквивалентное затухание и число колебательных контуров в радиотракте. Значения функции, стоящей в знаменателе, приведены в табл. 2-12. Осуществимая относительная максимальная погрешность сопряжения при одном параллельном сопрягающем конденсаторе находится из номограммы на рис. 8-2, *а* по известному отношению $f_{пр}/f_{с\,max}$. Если она не удовлетворяет неравенству (8-9), то следует перейти к сопряжению настройки гетеродинного контура в трех точках, что достигается включением в гетеродинный контур двух сопрягающих конденсаторов: параллельного и последовательного (C_1 и C_2 на рис. 8-1). Обычно это бывает при $k_д > 1{,}5 \div 1{,}6$. Расчет емкостей сопряжения в данном случае достаточно громоздок. Поэтому емкости сопрягающих конденсаторов обычно определяются по номограммам

[5, 13]. Из номограммы на рис. 8-2, *б* находят b_f. Частоты точного сопряжения вычисляют по формулам:

$$f_{c1}=(1+b_f)\,f_{c\,min};\qquad f_{c2}=\sqrt{f_{c\,min}f_{c\,max}};\qquad f_{c3}=\frac{f_{c\,max}}{1+b_f}. \qquad (8\text{-}10)$$

Значение b_c находят по номограмме на рис. 8-2, *в* и проверяют выполнение неравенства (8-9).

Емкость последовательного сопрягающего конденсатора определяют по номограмме на рис. 8-3. На шкале *I* отмечают точку *А*, соответствующую отношению $f_{пр}/f_{c\,max}$, а на шкале *III* точку *Б* по известному $k_{дС}$. Через точки *А* и *Б* проводят прямую линию до пересечения с линией *V* и в месте их пересечения ставят точку *В*. Отмечают на шкале *II* точку *Г*, которой соответствуют параметры конденсатора переменной

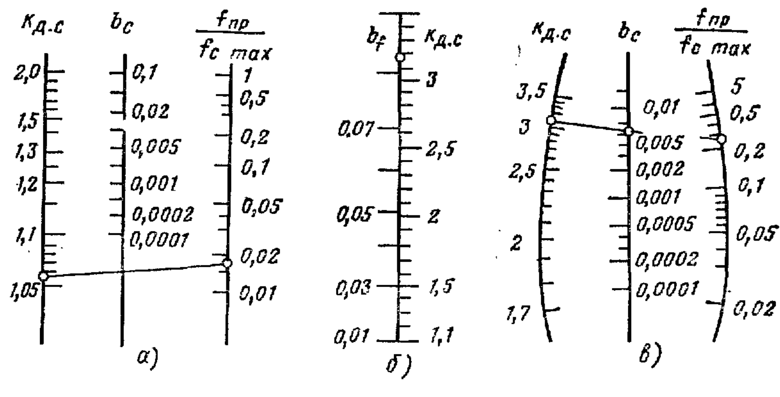


Рис. 8-2.

емкости C_{max} — C_{min}. Соединив точки *В* и *Г* прямой линией, получают точку *Д* в пересечении со шкалой *IV* и определяют требуемую емкость конденсатора C_2.

Емкость параллельного сопрягающего конденсатора находят, пользуясь номограммой на рис. 8-4. На шкалах *I* и *IV* находят точки *А* и *Б*. Соединяют их прямой линией и в пересечении с линией *II* получают точку *В*. На шкале *V* определяют положение точки *Г*. Соединяют прямой линией точки *В* и *Г* и в пересечении со шкалой *III* получают точку *Д*. По (8-8) вычисляют емкость сопрягающего конденсатора C_1. Индуктивность контурной катушки гетеродина вычисляется по формуле

$$L_г=\frac{(C_2+C_1)\,L_c\omega_{c1}^2+1}{4\pi^2\,(f_{c1}+f_{пр})^2\,C_2\,(C_1L_c\omega_{c1}^2+1)}. \qquad (8\text{-}11)$$

Рабочую точку транзистора применительно к схеме на рис. 8-1 можно выбрать по следующей методике. Коэффициент включения к контуру участка база—эмиттер транзистора, обеспечивающий режим самовозбуждения, находят по формуле

$$p_{б.г}\approx 1{,}1\,\left(0{,}5-\sqrt{0{,}25-g_1/Y_{21}}\right). \qquad (8\text{-}12)$$

Здесь Y_{21} — проводимость прямой передачи транзистора в рабочей точке. Транзисторы преобразователя частоты и гетеродина питаются стабилизированным напряжением. Оно обычно составляет около 50 % нормального напряжения источника питания. Так, при $E_{К0} = 9$ В

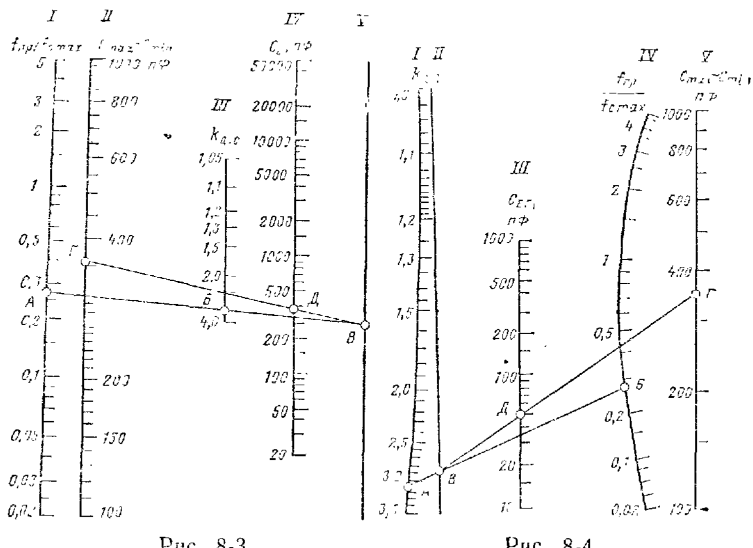


Рис. 8-3. Рис. 8-4.

стабилизированное напряжение составляет 4—4,5 В. Поэтому для расчета по формуле (8-12) следует брать пониженное значение проводимости прямой передачи, составляющее 0,75—0,85 значения, приводимого в справочниках. Напряжение в исходной рабочей точке между базой и эмиттером вычисляется по формуле

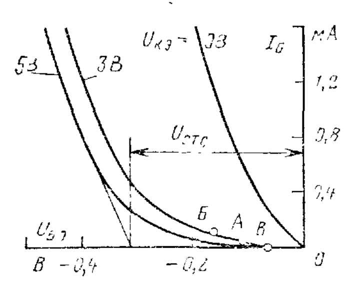


Рис. 8-5.

$$U_{БЭ} = U_{отс} + 0{,}7 p_{б.г} U_{КЭ} \cos(90° - \varphi_s)/(1 - p_{б.г}), \quad (8\text{-}13)$$

где $U_{отс}$ — напряжение, при котором спрямленная входная характеристика пересекает ось абсцисс (рис. 8-5); $U_{КЭ}$ — напряжение, прикладываемое к участку коллектор — эмиттер; φ_s — фазовый угол проводимости прямой передачи, который определяют по формуле

$$\varphi_s = \varphi_0 f_г. \quad (8\text{-}14)$$

Значение параметра φ_0 для рабочих частот гетеродина, меньших 0,15 $f_{гр}$, определяют по табл. 8-1. Его размерность — градусы (угловые) на мегагерц, поэтому частоту гетеродина следует подставлять

в мегагерцах. После этого по формулам § 3-2 вычисляют параметры элементов схемы питания транзистора. Индуктивность катушки связи с транзистором преобразователя частоты выбирают по равенству

$$L_{св} \approx (0{,}2 \div 0{,}3)\, L_{г}, \tag{8-15}$$

Таблица 8-1

Тип транзистора	П402	П403	П416	П411	ГТ310Б	ГТ308Б	ГТ313Б
φ_0, °/МГц	0,9	0,8	0,8	0,8	0,7	0,7	0,4

а коэффициент связи между катушками вычисляют по формуле

$$k \approx (1 - p_{б.\,г})\, U'_{mг}/(0{,}7 U_{КЭ}), \tag{8-16}$$

где $U'_{mг}$ — амплитуда напряжения гетеродина, которое необходимо подводить к транзистору преобразователя частоты. Чем оно меньше, тем меньше будут искажения, но и меньше проводимость преобразования, а значит, и коэффициент преобразования каскада согласно формуле (8-2).

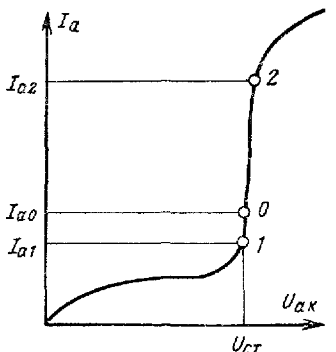


Рис. 8-6.

Стабилизатор напряжения питания транзисторов гетеродина и преобразователя частоты, приведенный на рис. 8-1, работает так, что при значительном уменьшении напряжения источника питания $E_{к0}$ их напряжение питания $E_{к0г}$ практически сохраняется постоянным. Происходит это потому, что при уменьшении напряжения источника питания изменяется режим работы транзистора стабилизатора так, что уменьшается его внутреннее сопротивление (сопротивление между коллектором и эмиттером по постоянному току). Стабилизирующий диод *Д* (например, типа 7ГЕ1А-С) имеет вольт-амперную характеристику, изображенную на рис. 8-6. При изменениях анодного тока диода от I_{a1} до I_{a2} падение напряжения на диоде практически сохраняется постоянным и равным $U_{ст}$, которое называют напряжением стабилизации диода. Для обеспечения этого в рабочей области диода между точками *1* и *2* внутреннее сопротивление диода должно уменьшаться обратно пропорционально протекающему через диод току. Согласно рис. 8-1 можно записать уравнение $E_{к0} = I_д R_{б\text{-}ст} + U_{ст}$. Отсюда сопротивление базового резистора стабилизатора должно определяться по формуле

$$R_{б.\,ст} = \frac{E_{к0\,min} - U_{ст}}{I_{д0}}. \tag{8-17}$$

Здесь $E_{\text{к0 min}}$—минимально допустимое напряжение источника питания, а $I_{\text{д0}}$ — ток диода в его рабочей точке 0 (рис. 8-6), превышающий на 15—20 % ток $I_{\text{а1}}$. Обычно $E_{\text{к0 min}}= (0,55 \div 0,6)\ E_{\text{к0}}$.

При уменьшении напряжения источника питания начинают уменьшаться коллекторные токи транзисторов $T_{\text{п}}$ и $T_{\text{г}}$, а также токи через потенциометры питания базы, т. е. уменьшается коллекторный ток $I_{\text{ст}}$ транзистора $T_{\text{ст}}$. Это вызывает соответствующее уменьшение эмиттерного тока транзистора $T_{\text{ст}}$ и снижение напряжения $U_{\text{Э ст}}$, что вызывает увеличение отрицательного напряжения на базе транзистора $T_{\text{ст}}$, так как напряжение $U_{\text{ст}}$ на диоде сохраняется постоянным. Внутреннее сопротивление транзистора $T_{\text{ст}}$ при этом уменьшается, что снизит падение напряжения на нем и сохранит примерно прежним напряжение $E_{\text{к.г}}$, питающее транзисторы $T_{\text{п}}$ и $T_{\text{г}}$. Режим работы транзистора выбирают таким, чтобы уменьшение напряжения $E_{\text{к.ст}}$ примерно равнялось уменьшению напряжения источника питания. Это достигается соответствующим выбором сопротивления резистора $R_{\text{э.ст}}$

$$R_{\text{э. ст}} \approx (U_{\text{ст}} - U_{\text{отс}} - 0,15)/I_{\text{ст}}, \tag{8-18}$$

где $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки базового тока стабилизирующего транзистора при

$$U_{\text{КЭ ст}} \approx E_{\text{к0 min}} - E_{\text{к0 г}}. \tag{8-19}$$

В процессе налаживания стабилизатора уточняют сопротивление так, чтобы напряжение $E_{\text{к0г}}$ сохранялось наиболее постоянным в заданном диапазоне изменения напряжения источника питания. В качестве стабилизирующих транзисторов используются транзисторы, для которых удовлетворяется неравенство

$$I_{\text{К max}} > (5 \div 10)\ I_{\text{ст}}. \tag{8-20}$$

Емкость конденсатора $C_{\text{ст}}$ должна удовлетворять неравенству

$$C_{\text{ст}} \geqslant 0,1/f_{\text{с min}}. \tag{8-21}$$

Пример 8-1. Рассчитать преобразователь частоты с отдельным гетеродином на транзисторах ГТ308В для поддиапазона 2 переносного радиовещательного приемника 1 класса. Селективной системой каскада является пьезокерамический фильтр типа ПФ1П-0,23. Радиотракт приемника соответствует варианту 7 (см. табл. 2-11), а параметры усилителя радиосигнала — данным примера 6-8. Схема каскада изображена на рис. 8-1. Настройка гетеродина верхняя. Параметры контура радиотракта определены в примере 5-4. Нормальное напряжение источника питания 12 В, минимальное — 7,2 В.

При требуемом коэффициенте диапазона необходимо выполнять точное сопряжение настроек в трех точках. По номограмме на рис. 8-2, *б* находим параметр $b_f = 0,082$, а по номограмме 8-2, *в* осуществимую погрешность сопряжения $b_c = 0,005$. При двух одиночных контурах в радиотракте (по одному во входной цепи и усилителе радиосигнала) из табл. 2-12 находим $\psi_1(2) = 1,56$. По (8-9) вычисляем максимальную допустимую погрешность сопряжения настройки $b_{\text{с.доп}} = 0,5 \times \times 0,039/1,56 = 0,0125$, что больше реализуемого значения, определяющегося номограммой на рис. 8-2, *в*, и погрешность сопряжения **будет** меньше допустимой. Вычисляем по (8-10) частоты точного сопряжения:

$f_{c1} = (1 + 0{,}082)\cdot 515\,000 = 556\,000$ Гц; $f_{c2} = \sqrt{515\,000\cdot 1\,640\,000} = 920\,000$ Гц; $f_{c3} = 1\,640\,000/1 + 0{,}082 = 1\,515\,000$ Гц. По номограмме на рис. 8-3 находим $C_2 = 380$ пФ, а по номограмме на рис. 8-4 $C_{\Sigma г} = 48$ пФ. Согласно равенству (8-8) получим $C_1 = 48-29 = 19$ пФ. В качестве C_1 по табл. П-3-2 можно принять конденсатор емкостью 20 пФ.

Индуктивность контурной катушки вычисляем по формуле (8-11)

$$L_г = \frac{(38+2)\cdot 10^{-11}\cdot 242\cdot 10^{-6}(6{,}28\cdot 556)^2\cdot 10^6 + 1}{4\cdot 3{,}14^2(556+465)^2\cdot 10^6\cdot 38\cdot 10^{-11}(2\cdot 10^{-11}\cdot 242\times 10^{-6}\cdot 6{,}28^2\cdot 556^2\cdot 10^6+1} = 133\cdot 10^{-6}\ \text{Гн}.$$

Проводимость гетеродинного контура с учетом равенства (8-6) находим по уравнению (2-55) для начала и конца поддиапазона $g_{г.н} = 0{,}01/[6{,}28\cdot(556-465)\cdot 10^3\cdot 133\cdot 10^{-6}] = 12\cdot 10^{-6}$ См, $g_{г.к} = 57\times 10^{-7}$ См. Поскольку $f_{c\,max} = 1640$ кГц и $f_{г\,min} = 1021$ кГц достаточно близки, то из табл. П-1-1 выписываем параметры транзисторов при $I_К = 1$ мА и $U_{КЭ} = 5$ В для частоты 1,5 МГц: $Y_{21} = 0{,}035$ См; $g_{11} = 0{,}52$ мСм; $g_{22} = 20$ мкСм; $C_{11} = 40$ пФ; $C_{12} = 1$ пФ; $C_{22} = 4$ пФ; $I_{К0} = 3$ мкА; $r_б = 50$ Ом; $h_{21б} = 0{,}993$.

Рассчитаем режим работы гетеродина. Согласно сказанному ранее примем для обоих транзисторов каскада $I_{К0} = 1$ мА, $U_{КЭ0} = 4$ В и будем полагать их проводимость прямой передачи $Y_{21} \approx 0{,}8\cdot 0{,}035 = 0{,}028$ См. По формуле (8-12) вычисляем для начала поддиапазона коэффициент включения базы транзистора к контуру

$$p_{б.г} \approx 1{,}1\left(0{,}5 - \sqrt{0{,}25 - \frac{0{,}000012}{0{,}028}}\right) = 0{,}0005.$$

На рис. 8-5 приведены входные характеристики транзистора ГТ308В, из которых находим $U_{отс} = -0{,}31$ В, а по табл. 8-1 $\varphi_0 = 0{,}7°/$МГц. Из (8-14) для средней частоты гетеродина $0{,}5\,(f_{c\,min} + f_{пр} + f_{c\,max} + f_{пр}) = 0{,}5\,(515 + 465 + 1640 + 465)\cdot 10^3 = 1542\times 10^3$ Гц находим $\varphi_s = 0{,}7\cdot 1{,}542 = 1{,}08°$. По (8-13) вычисляем $U_{БЭ0\,г} = 0{,}31 - 0{,}7\cdot 0{,}0005\cdot 4\cos(90-1{,}08)°/1 - 0{,}0005 = 0{,}31$ В. Применительно к схеме на рис. 8-1 примем стабилизированное напряжение $E_{кэг} = -5$ В. По табл. П-3-1 выбираем $R_{ф.г} = 470$ Ом. Подставляя это значение вместо r_1 в (3-16), находим $U_1 = 10^{-3}\cdot 470 = 0{,}47$ В. Емкость конденсатора фильтра вычисляем по (3-19), заменяя $R_э$ на $R_{ф.г}$, $C_{ф.г} > (10 \div 20)/(980\,000\cdot 470) = (22 \div 44)\cdot 10^{-9}$ Ф (принимаем конденсатор емкостью 0,033 мкФ). Согласно (3-17) получаем $U_{R_э} = 5 - 0{,}47 - 4 = 0{,}53$ В, а из (3-18) находим $R_{э.г} = 0{,}53/(10^{-3} + 3\cdot 10^{-6}) = 528$ Ом (выбираем резистор сопротивлением 510 Ом). Из неравенства (3-19) вычисляем $C_{э.г} > (10 \div 20)/(980\,000\cdot 510) = (2 \div 4)\cdot 10^{-8}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,033 мкФ). Из (3-21) получаем $I_д = 8\cdot 3\cdot 10^{-6} = 24\cdot 10^{-6}$ А. По (3-20) находим $U_{R'_{б.г}} = 0{,}53 + 0{,}31 = 0{,}84$ В. Вычисляем по (3-22) и (3-23) сопротивление резисторов $R'_{б.г} = 0{,}84/(24\cdot 10^{-6}) = 35\,000$ Ом и $R''_{б.г} = (5 - 0{,}84)/(24+3)\times 10^{-6} = 154\,000$ Ом (принимаем резисторы сопротивлениями 36 и 150 кОм)

Коэффициент нестабильности коллекторного тока согласно (3-24) будет $\sigma = \dfrac{1+510/360\,000+510/150\,000}{1-0{,}993-510/36\,000+510/150\,000} = 41$, что плохо. Для его снижения надо увеличить ток потенциометра питания базы. Примем $I_п = 0{,}5$ мА и, повторяя расчеты, получим $R'_{б.\,г} = 1{,}8$ кОм, $R''_{б,\,г} = 8{,}2$ кОм и $\sigma = 5$, что уже удовлетворительно. Подставляя в (8-19) $R'_{б\,г}$ вместо $R_э$, получаем $C_{б\cdot г} > (10 \div 20)/(980\,000 \cdot 1800) = (6 \div 12) \times 10^{-9}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 0,01 мкФ. Индуктивность катушки связи вычисляем по (8-15) $L_{св} \approx 0{,}25 \cdot 133 \times 10^{-6} = 33 \cdot 10^{-6}$ Гн. Будем считать $U'_{mг} = 0{,}1$ В, тогда по (8-16) находим $k = (1 - 0{,}0005) \cdot 0{,}1/0{,}7 \cdot 4 = 0{,}035$, что выполнимо при многослойных катушках, которые применяются в рассматриваемом поддиапазоне.

Примем режим работы транзистора преобразователя частоты таким же, как в гетеродине. Тогда сопротивления всех резисторов в его схеме будут одинаковыми с соответствующими резисторами схемы гетеродина. Но минимальная частота сигнала в данном случае будет в $(515 + 465)/515 = 1{,}9$ раза меньше. Во столько же раз больше должны быть емкости конденсаторов $C_{ф\text{-}п}$, $C_{э.п}$ и $C_{б\text{-}п}$. Примем в качестве них конденсаторы емкостью 0,068, 0,068 и 0,022 мкФ соответственно.

Из (8-1) получаем $Y_{21пр} = 0{,}57 \cdot 0{,}028 = 0{,}016$ См. Согласно табл. 2-7 средняя полоса пропускания фильтра ПФ1П-0,23 составляет 9,75 кГц, а входная проводимость $G_{вх} = 835$ мСм и $a = 0{,}33$. По (7-29) вычисляем необходимую полосу пропускания коллекторного согласующего фильтра $П_к = 3 \cdot 9{,}75 = 30$ кГц. На основании того же уравнения его эквивалентное затухание должно быть $\delta_э = 30\,000/465\,000 = 0{,}0645$. Эквивалентную емкость этого контура определяем по равенству (2-15) $C_э \approx 0{,}0003/465\,000 = 64 \cdot 10^{-11}$ Ф. Индуктивность контурной катушки вычисляем по формуле (2-101) $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 465\,000^2 \cdot 64 \times 10^{-11}) = 0{,}000183$ Гн. При собственном затухании, равном 0,015, его активная проводимость на основании уравнения (2-55) будет $g = 0{,}015 \cdot 6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 64 \cdot 10^{-11} = 28 \cdot 10^{-6}$ См. Из формул (7-30) находим $p_1 = \sqrt{\dfrac{0{,}000028}{2 \cdot 10^{-5}}} = 1{,}18$ (берем $p_1 = 1$) и $p_2 = \sqrt{\dfrac{0{,}000028}{0{,}000835} \times \left(\dfrac{0{,}0645}{0{,}015} - 2\right)} = 0{,}278$. Коэффициент преобразования каскада определяем по формуле (8-2) $K_{0\,пр} = 1 \cdot 0{,}278 \cdot 0{,}33 \cdot 0{,}016/0{,}000835 = 1{,}76$.

Суммарный ток питания от источника преобразователя частоты и гетеродина, т. е. коллекторный ток транзистора $T_{ст}$ (см. рис. 8-1), будет $I_{ст} = 2\,(I_{К0} + I_п) = 2\,(1 + 0{,}5) \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-3}$ А. Максимальный коллекторный ток транзистора МП41А согласно табл. П-1-1 составляет 50 мА, неравенство (8-20) при этом выполняется, а транзистор может быть использован в схеме стабилизации напряжения питания.

Согласно (8-19) $U_{КЭ\,ст} = 7{,}2 - 5 = 2{,}2$ В. На рис. 2-2, *а* приведены входные характеристики транзистора МП41А. Из них следует, что для обеих характеристик ($U_{КЭ} = 0$ и $U_{КЭ} = -5$ В) согласно построению на рис. 8-5 напряжение отсечки примерно одинаково и равно 0,2 В. Таким же его можно считать и для $U_{КЭ} = 2$ В. В качестве стабилизирующего можно выбрать диод Д101, для которого $U_{ст} = 1{,}2$ В и $I_{a1} = 0{,}2$ мА. По равенству (8-18) находим $R_{э.ст} = (1{,}2 - 0{,}2 - 0{,}15)/0{,}003 = 280$ Ом (принимаем резистор сопротивлением 270 Ом). Согласно сказанному ранее выбираем рабочую точку диода $I_{д0} =$

$= 1{,}2\,I_{a1} = 1{,}2 \cdot 0{,}2 = 0{,}24$ мА. Из (8-17) вычисляем $R_{б.ст} = (7{,}2 - 1{,}2)/0{,}00024 = 25\,000$ Ом (принимаем резистор сопротивлением 24 кОм). По неравенству (8-21) получаем $C_{ст} > 0{,}1/515\,000 = 2 \cdot 10^{-7}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,22 мкФ).

Пример 8-2. Рассчитать параметры преобразователя частоты для поддиапазона 11 с отдельным гетеродином на транзисторах ГТ308В с режимом работы, соответствующим примеру 8-1. Схема каскада соответствует рис. 8-1. Параметры входного колебательного контура определяются примерами 6-9 и 5-2. Нагрузка транзистора такая же, как в примере 8-1.

Согласно табл. 2-2 граничные частоты поддиапазона 25,1 и 26,6 МГц, а $k_д = 1{,}06$. Поэтому сопряжение настройки гетеродинного контура можно выполнить одним параллельным конденсатором. Из рис. 8-2, *а* находим, что относительная погрешность сопряжения принятой схемы менее 0,0001. По (8-9) вычисляем максимальную допустимую относительную погрешность сопряжения $b_{c\,max} = (0{,}5 \cdot 0{,}0159)/1{,}56 = 0{,}0051$, что значительно больше осуществимой и сопряжение одним конденсатором приемлемо. Вычисляем $k_{д.г} = (26{,}6 + 0{,}465)/(25{,}1 + 0{,}465) = 1{,}06$. Поскольку практически $k_{д.г} \approx k_{д.с}$, то параллельная сопрягающая и максимальная эквивалентная емкости гетеродинного контура будут такими же, как в сигнальном контуре. Индуктивность гетеродинного контура вычисляем по равенству (2-101) $L_г = 1/(6{,}28^2\,(25{,}1 + 0{,}465)^2 \cdot 10^{12} \cdot 389 \cdot 10^{-13}) = 10^{-6}$ Гн. Из (2-55) получаем для начала диапазона $g_г = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 256 \cdot 10^5 \cdot 389 \cdot 10^{-13} = 625 \cdot 10^{-7}$ См. Из табл. П-1-1—П-1-5 выписываем параметры транзистора для минимальной частоты гетеродина 25,565 МГц: $Y_{21} = 0{,}031$ См, $g_{22} = 0{,}4$ мСм. Учитывая пониженное напряжение на коллекторе, примем для дальнейшего расчета $Y'_{21} = 0{,}8 \cdot 0{,}031 = 0{,}025$ См. По формуле (8-12) вычисляем необходимый коэффициент включения базы транзистора гетеродина к контуру $p_{б.г} \approx 1{,}1\left(0{,}5 - \sqrt{0{,}25 - \frac{625 \cdot 10^{-7}}{0{,}025}}\right) = 0{,}0022$. Из (8-14) получаем $\varphi_s = 0{,}7 \cdot 25{,}6 = 18°$ и по (8-13) находим $U_{БЭ0г} = 0{,}31 + 0{,}7 \cdot 0{,}0022 \times 4 \cdot 0{,}309/1 - 0{,}0022 = 0{,}3123$ В. Это напряжение отличается от данных примера 8-1 лишь на 0,6 %. Поэтому режим исходной рабочей точки транзистора гетеродина совпадает с примером 8-1 и сопротивления всех резисторов схемы практически сохраняют те же значения. То же имеет место и для транзистора схемы преобразователя частоты. Поскольку минимальная частота в данном поддиапазоне значительно больше, чем в диапазоне 2, то принятые в примере 8-1 емкости конденсаторов схемы удовлетворительны для поддиапазона 11.

По (8-1) находим $Y_{21пр} \approx 0{,}56 \cdot 0{,}025 = 0{,}014$ См. Коэффициенты включения коллекторного контура вычисляем по формулам (7-30) $p_1 = \sqrt{\frac{0{,}000028}{0{,}0004}} = 0{,}265$; $p_2 = \sqrt{\frac{0{,}000028}{0{,}000835}\left(\frac{0{,}0645}{0{,}015} - 2\right)} = 0{,}278$ и по равенству (8-2) получаем $K_{0пр} = 0{,}265 \cdot 0{,}278 \cdot 0{,}33 \cdot 0{,}014/0{,}000835 = 0{,}36$.

8-3. Расчет преобразователя частоты с совмещенным гетеродином

Преобразователи частоты с совмещенным гетеродином применяют в тех случаях, когда коэффициент расширения полосы пропускания, определяющийся уравнением (2-52), не превышает 1,05. Поэтому можно пойти на некоторое ухудшение стабильности частоты гетеродина, что

имеет место в рассматриваемом преобразователе частоты. Такие преобразователи частоты используются в диапазонах километровых и гектометровых волн. Они применяются и в метровом диапазоне для приема сигналов местных станций с частотной модуляцией. В этом случае для сужения полосы пропускания приемника используется система автоматической подстройки частоты. Для этого параллельно гетеродинному контуру включается варикап, а управляющим напряжением к нему служит постоянная составляющая напряжения с нагрузочного резистора одного из диодов частотного детектора. Поэтому для системы автоматической подстройки частоты гетеродина требуется варикап и фильтр нижних частот, состоящий из резистора и конденсатора.

Расчет преобразователя частоты наиболее удобно выполнять в следующей последовательности: определить параметры гетеродинного контура, включая элементы для сопряжения настройки с контурами радиотракта; выбрать тип и режим работы транзистора; вычислить параметры элементов схемы питания транзистора; определить связь контура с транзистором, обеспечивающую режим самовозбуждения и подведение к участку база — эмиттер транзистора гетеродинного напряжения в пределах 0,08 — 0,1 В; вычислить коэффициент преобразования. Первые три и последняя задачи решаются так же, как для преобразователя с отдельным гетеродином по методике § 8-2. Определение связи контура с транзистором решается применительно к особенностям выбранной схемы гетеродина и осуществляется также по приведенным в § 8-2 методикам.

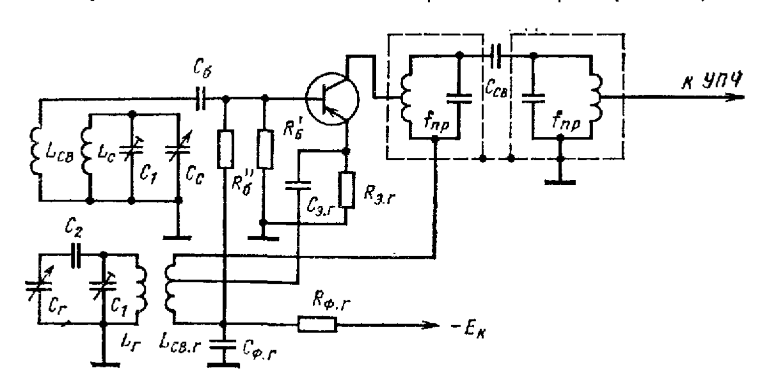


Рис. 8-7.

Наиболее распространенной схемой преобразователя частоты с совмещенным гетеродином для диапазонов километровых и декаметровых волн является схема, приведенная на рис. 8-7 (приемники «Вега», «Нейва-М», «Кварц-401» и др.). В схеме на рис. 8-7 для преобразовательного режима транзистор включен по схеме с ОЭ. Сопротивление нижней части катушки обратной связи гетеродина для токов частоты сигнала и промежуточной частоты очень мало и эмиттер через конденсаторы $C_{э.г}$ и $C_{ф.г}$ большой емкости оказывается соединенным с шасси.

Для режима генерирования транзистор включен по схеме с ОБ, так как для токов частоты гетеродина сопротивление цепочки $C_б L_{св}$ сравнительно мало. Средняя точка катушки $L_{св.г}$ соединена через

$C_{э.г}$ с эмиттером. Верхний конец этой катушки через нижнюю часть катушки первого контура промежуточной частоты, имеющей малое сопротивление для токов частоты гетеродина, соединен с коллектором. Нижний конец $L_{св.г}$ через $C_{ф.г}$, $L_{св}$ и $C_б$ соединен с базой. Так образуется необходимая для режима самовозбуждения схема. Для работы в преобразовательном режиме используется напряжение гетеродина с нижней части катушки $L_{св.г}$, включенной между базой и эмиттером. Оно определяется в первом приближении формулой

$$U_{mг} \approx 0{,}6 p_б U_{КЭ}. \tag{8-22}$$

Исходное напряжение между базой и эмиттером в рабочей точке должно быть

$$U_{БЭ} = U_{отс} + U_{mг}. \tag{8-23}$$

Необходимый для режима самовозбуждения коэффициент включения катушки обратной связи в цепь база — эмиттер определяется неравенством

$$p_б = \frac{L_{бэ}}{L_{св.\,г}} \geqslant \frac{1{,}2}{1 + k^2 Y_{21} L_{св.\,г}/L_г g_г}. \tag{8-24}$$

Для ослабления влияния сигнальных цепей на контур гетеродина коэффициент связи между катушками $L_г$ и $L_{св.г}$ берут небольшим, порядка 0,2—0,25. Индуктивность катушки обратной связи вычисляют по (8-15).

Пример 8-3. Рассчитать преобразователь частоты с совмещенным гетеродином на транзисторе ГТ308В по исходным данным примера 8-1. Параметры гетеродинного контура, индуктивность катушки связи, напряжение отсечки и ток коллектора транзистора сохраняются соответствующими примеру 8-1.

Полагая $k = 0{,}2$, по (8-24) находим

$$p_б \geqslant \frac{1{,}2}{1 + 0{,}2^2 \cdot 0{,}028 \cdot 0{,}000033/(0{,}000133 \cdot 0{,}000012)} = 0{,}051.$$

Принимаем с некоторым запасом $p_б = 0{,}06$, а амплитуду напряжения гетеродина между базой и эмиттером равной 0,1 В. При этих условиях из (8-22) находим требующееся напряжение $U_{КЭ} = 0{,}1/(0{,}6 \cdot 0{,}06) = 2{,}8$ В. По формуле (8-23) получаем $U_{БЭ} = 0{,}2 + 0{,}1 = 0{,}3$ В. Сохраняем сопротивление резистора и емкость конденсатора фильтра гетеродина соответствующими примеру 8-1, тогда $U_1 = 0{,}47$ В. По равенству (3-17) получаем $U_{R_э} = 5 - 0{,}47 - 2{,}8 = 1{,}73$ В, а по (3-18) $R_э = 1{,}73/(10^{-3} + 3 \cdot 10^{-6}) = 1720$ Ом. По табл. П-3-1 принимаем резистор сопротивлением 1,8 кОм. Из (3-19) находим $C_{э.\,г} > (10 \div 20)/(515\,000 \cdot 1800) = (11 \div 22) \cdot 10^{-10}$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 1500 пФ.

Для улучшения температурной стабилизации коллекторного тока принимаем, как и в примере 8-1, $I_д = 0{,}5$ мА. По формуле (3-20) находим $U_{R'_{б,\,г}} = 1{,}73 + 0{,}3 = 2{,}03$ В. Вычисляем по равенствам (3-22) и (3-23) $R'_{б\,г} = 2{,}03/0{,}0005 = 4050$ Ом и $R''_{б,\,г} = (5 - 2{,}03)/(0{,}0005 + 0{,}000003) = 4900$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резисторы сопротивлением 3,9 и 4,7 кОм. Согласно формуле (3-24) получаем $\sigma = \frac{1 + 1800/3900 + 1800/4700}{1 - 0{,}993 + 1800/3900 + 1800/4700} = 2{,}2$, что удовлетворительно.

Поскольку крутизна преобразования и параметры нагрузки преобразователя частоты сохраняются такими же, как в примере 8-1, то и коэффициент преобразования будет равен 1,76.

В транзисторных радиовещательных приемниках, предназначенных для приема ЧМС в поддиапазоне 12, используется стандартный блок, схема преобразователя частоты которого приведена на рис. 8-8. Она существенно отличается от схемы на рис. 8-7 в гетеродинной части. Схема гетеродина здесь является разновидностью так называемого двухконтурного гетеродина, в котором необходимая обратная связь между выходным и входным контурами осуществляется через проходную междуэлектродную проводимость транзистора. Поскольку транзистор как в гетеродинной, так и в преобразовательной частях используется по схеме с ОБ, то проходной емкостью является емкость коллектор — эмиттер. Для используемого транзистора ГТ313А она равна 4 пФ и

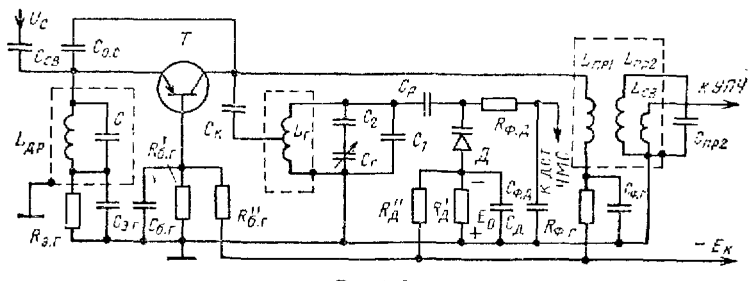


Рис. 8-8

как будет показано дальше, недостаточна для образования требуемой положительной обратной связи. Поэтому между эмиттером и коллектором включен добавочный конденсатор $C_{о.с}$. Особенностью гетеродинного контура является подключение к нему варикапа Д902 для осуществления автоматической подстройки частоты гетеродина, что весьма необходимо, так как полоса пропускания в тракте ЧМС выбрана равной 180 кГц, т. е. меньше необходимого с учетом нестабильности частоты сигнала и гетеродина (см. пример 2-6 и табл. 2-6).

Выходной контур предыдущего каскада усилителя радиосигнала относительно узкополосный и имеет на частоте гетеродина весьма малое сопротивление. Поэтому между эмиттером и базой включен контур $L_{др}C$ с постоянной настройкой. Он позволяет создать между эмиттером и базой необходимое напряжение обратной связи. Благодаря большой входной проводимости транзистора в схеме с ОБ (более $|Y_{21}|$) этот контур получается достаточно широкополосным и при сравнительно малом коэффициенте диапазона (см. табл. 1-1) допускает постоянную настройку. Он также обеспечивает нужную фазу напряжения обратной связи гетеродина. Для решения этих задач резонансная частота контура должна быть

$$f_0 \approx (0,2 \div 0,3)\, f_{г.\,ср}. \qquad (8\text{-}25)$$

Необходимая емкость конденсатора обратной связи определяется неравенством

$$C_{о.\,с} > \frac{2}{\omega_{г\,min}\,(p_к^2/g_г - 1/Y_{21})} - C_{22}. \qquad (8\text{-}26)$$

Для создания на входе транзистора напряжения гетеродина $U_{m\text{г}}$ необходимо подводить к транзистору напряжение питания

$$U_{\text{КЭ}} = U_{m\text{г}} \frac{p_{\text{к}}^2 Y_{21}}{0{,}6 g_{\text{г}}}. \qquad (8\text{-}27)$$

Постоянное напряжение на входе детектора ЧМС, служащее управляющим напряжением для автоматической подстройки частоты гетеродина, при максимальной девиации частоты сигнала определяется равенством

$$U_{=} = (0{,}3 \div 0{,}4)\, U_m, \qquad (8\text{-}28)$$

где U_m — амплитуда входного сигнала диодов при отсутствии модуляции сигнала, которая обычно составляет в радиовещательных приемниках 1—2 В. Поскольку расстройка частоты сигнала бывает и положительной и отрицательной, то полный диапазон изменения управляющего напряжения диода будет:

$$U_{\text{у}} = 2U_{=}. \qquad (8\text{-}29)$$

Наихудшее воздействие варикапа на частоту гетеродина будет при максимальной эквивалентной емкости контура гетеродина. При изменении емкости варикапа под воздействием полного управляющего напряжения от $C_{\text{д min}}$ до $C_{\text{д max}}$ отклонение частоты гетеродина определяется уравнением

$$\Delta f_{\text{г}} = \pm 0{,}5 \frac{\Delta C}{C_{\text{э}}} f_{\text{г}}, \qquad (8\text{-}30)$$

где

$$\Delta C = 0{,}5\,(C_{\text{д max}} - C_{\text{д min}}). \qquad (8\text{-}31)$$

Пример 8-4. Рассчитать параметры преобразователя частоты по рис. 8-8 на транзисторе ГТ313А. Параметры контура гетеродина: $L_{\text{г}} = 0{,}11$ мкГн; $C_2 = 47$ пФ; $C_{\text{г}} = 2{,}2 \div 16$ пФ; $C_1 = 18$ пФ; $C_{\text{р}} = 13$ пФ; $\delta = 0{,}009$; $L_{\text{пр1}} = 2{,}6$ мкГн ($\delta = 0{,}01$); $L_{\text{пр2}} = 6$ мкГн ($\delta = 0{,}01$). Напряжение источника питания 5 В. Селективной системой служат два связанных контура при $\delta = 0{,}012$ и критической связи. Промежуточная частота 10,7 МГц при верхней настройке гетеродина. Нагрузкой служит вход следующего каскада на транзисторе ГТ322А по схеме с ОЭ ($g_{11} = 1{,}5$ мСм). В качестве варикапа используется диод Д902. Полоса втягивания системы подстройки частоты 0,6 МГц.

Параметры гетеродинного контура заданы, поэтому вначале рассчитаем работу системы подстройки частоты. На рис. 8-9 показана характеристика диода Д902. Выберем рабочую точку O при начальном напряжении на аноде 3 В. Ей соответствует емкость диода $C_{\text{д}0} = 11{,}2$ пФ. Предположим, что емкость монтажа и выходная емкость транзистора вносят в контур емкость $C_{\text{м1}} = 1$ пФ, а емкость монтажа совместно с цепью управления диода составляет $C_{\text{м2}} = 6$ пФ. Тогда эквивалентная емкость контура гетеродина определится равенством $C_{\text{э.г}} = C_{\text{м1}} + C_2 C_{\text{г}}/(C_2 + C_{\text{г}}) + C_1 + C_{\text{р}}(C_{\text{д}} + C_{\text{м2}})/(C_{\text{р}} + C_{\text{д}} + C_{\text{м2}})$. Для начала поддиапазона будет $C_{\text{э.г max}} = 1 + 47 \cdot 16/(47 + 16) + 18 + 13\,(11{,}2 + 6)/(13 + 11{,}2 + 6) = 38{,}1$ пФ. Из формулы (2-101) находим $f_{\text{г min}} = 1/6{,}28 \frac{1}{\sqrt{381 \cdot 10^{-13} \cdot 11 \cdot 10^{-8}}} = 775 \cdot 10^5$ Гц. При заданной промежуточной частоте это соответствует минимальной частоте сиг-

нала $f_{c\,min} = (775 - 107)\cdot 10^5 = 668\cdot 10^5$ Гц, что согласно табл. 2-2 достаточно близко к начальной частоте поддиапазона 12 и подтверждает правильность определения монтажных емкостей.

Наибольшее отклонение частоты гетеродина, при котором должна срабатывать система подстройки частоты, равно половине полосы втягивания, т. е. 0,3 МГц. При этом значении из равенства (8-30) находим $\Delta C_{max} = 2\cdot 38{,}1\cdot 0{,}3/77{,}5 = 0{,}3$ пФ. По формуле (8-31) вычисляем полный интервал изменения емкости диода $C_{д\,max} - C_{д\,min} = 2\cdot 0{,}3 = 0{,}6$ пФ. Для столь малых изменений емкости согласно рис. 8-9 можно с малой погрешностью считать ее зависимость от напряжения линейной. Построив касательную $A-Б$ в точке O, из треугольника $АВБ$ находим зависимость $\Delta C = \frac{AB}{ВБ}\Delta U_у = 0{,}53\,\Delta U_у$ пФ/В. Следовательно, максимальное отклонение управляющего напряжения от нулевого значения должно быть $\Delta U_{у\,max} = \Delta C_{max}/0{,}53 = 0{,}57$ В. Для этого согласно уравнению (8-28) потребуется амплитуда сигнала на входе детектора $U = 0{,}57/0{,}35 = 1{,}6$ В, что соответствует сказанному ранее. Следовательно, выбранная рабочая точка обеспечит требуемую полосу втягивания системы автоподстройки частоты гетеродина.

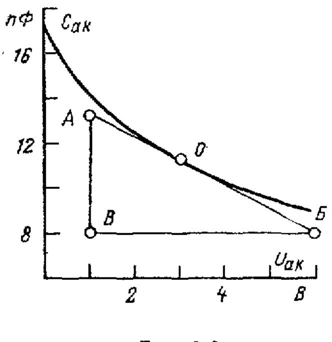


Рис. 8-9.

По формуле (2-55) вычисляем для начала диапазона $g_{г.н} = 0{,}009/(6{,}28\cdot 775\cdot 10^5\cdot 11\cdot 10^{-8}) = 168\cdot 10^{-6}$ См. Примем напряжение $U_{КЭ} = 2{,}5$ В, а $I_К = 1$ мА и $U_{отс} = 0{,}2$ В. Согласно табл. П-1-4 $Y_{21} = 0{,}053$ См. Учитывая пониженное напряжение питания с учетом сказанного в § 8-2, примем $Y'_{21} = 0{,}8\,Y_{21} = 0{,}8\cdot 0{,}053 = 0{,}042$ См. Зададимся амплитудой напряжения гетеродина на входе транзистора 0,1 В. Для ее обеспечения из равенства (8-27) коэффициент включения контура должен быть $p_к = \sqrt{\frac{0{,}6\cdot 2{,}5\cdot 0{,}000168}{0{,}1\cdot 0{,}042}} = 0{,}244$. Емкость конденсатора обратной связи определяем по (8-26) $C_{о.с} > \frac{2}{6{,}28\cdot 775\cdot 10^5(0{,}244^2/168\cdot 10^{-6} - 1/0{,}042)} - 4\cdot 10^{-12} = 85\cdot 10^{-13}$ Ф. По табл. П-3-2 принимаем конденсатор емкостью 10 пФ. По (8-1) получим $Y_{21пр} = 0{,}45\cdot 0{,}042 = 0{,}019$ См.

Индуктивность коллекторного контура промежуточной частоты согласно рис. 8-8 образуют катушка $L_{пр1}$ и нижняя часть катушки $L_г$. Но индуктивность второй гораздо меньше первой и можно считать, что частоту этого контура определяют $L_{пр1}$ и $C_к$. По формуле (2-101) получаем $C_к = 1/(6{,}28^2\cdot 107^2\cdot 10^{10}\cdot 26\cdot 10^{-7}) = 84\cdot 10^{-12}$ Ф. Полагаем сумму монтажной и междуэлектродной емкостей, подключающихся к контуру, а также собственную емкость контурной катушки равной 10 пФ. По табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 75 пФ. Аналогично вычисляем $C_{пр2} = 1/(6{,}28^2\cdot 107^2\cdot 10^{10}\cdot 6\cdot 10^{-6}) = 37\cdot 10^{-12}$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 36 пФ. По формуле (2-55) вычисляем проводимость контуров промежуточной частоты $g_1 =$

$= 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 107 \cdot 10^5 \cdot 84 \cdot 10^{-12} = 565 \cdot 10^{-7}$ См и $g_2 = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 107 \times$ $\times 10^5 \cdot 37 \cdot 10^{-12} = 25 \cdot 10^{-6}$ См. Вычисляем коэффициент включения нагрузки каскада ко второму контуру по равенству (7-25) $p_2 =$ $= \sqrt{g_2/g_н} = \sqrt{25 \cdot 10^{-6}/15 \cdot 10^{-4}} = 0{,}13$. Коэффициент преобразования каскада вычисляем по равенству (8-2) с учетом сказанного в § 8-2 $K_{опр} =$ $= 1 \cdot 0{,}13 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}019/565 \cdot 10^{-7} = 21{,}8$.

Положим ток потенциометра, обеспечивающего исходную рабочую точку диода, равным 0,5 мА. По закону Ома вычисляем $R'_д = 3/5 \times$ $\times 10^{-4} = 6667$ Ом. Аналогично $R''_д = (5 - 3)/0{,}0005 = 4000$ Ом (выбираем резисторы сопротивлением 6,8 и 3,9 кОм). Подставляя в (3-19) $R'_д$ вместо $R_э$, получаем $C_д = (10 \div 20)/(107 \cdot 10^5 \cdot 6800) = (14 \div$ $28) \cdot 10^{-11}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 220 пФ).

Примем по табл. П-3-1 $R_ф = 390$ Ом. Подставляя в (3-19) $R_{ф.г}$ вместо $R_э$, находим $C_{ф.г} > (10 \div 20)/(107 \cdot 10^5 \cdot 390) = (24 \div 48) \times$ $\times 10^{-10}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 3300 пФ). Заменяя в (3-16) r_1 на $R_{ф.г}$, получаем $U_1 = 10^{-3} \cdot 390 = 0{,}39$. По уравнению (3-17) находим $U_{R_э} = 5 - 0{,}39 - 2{,}5 = 2{,}11$ В. Из (3-18) находим $R_{э.г} =$ $= 2{,}11/(10^{-3} + 3 \cdot 10^{-6}) = 2100$ Ом (выбираем резистор сопротивлением 2 кОм). Вычисляем из (3-19) $C_{э.г} > (10 \div 20)/(107 \cdot 10^5 \cdot 2000) = (47 \div$ $94) \cdot 10^{-11}$ Ф (берем конденсатор емкостью 680 пФ). По (3-20) вычисляем $U_{R'_б} = 2{,}11 + 0{,}2 = 2{,}31$ В. Принимаем ток потенциометра питания базы равным 0,5 мА для повышения термостабилизации тока коллектора. Из (3-22) и (3-23) находим $R'_б = 2{,}31/0{,}0005 = 4620$ Ом и $R''_б = (5 - 2{,}31)/5 \cdot 10^{-4} + 3 \cdot 10^{-6} = 5350$ Ом (принимаем резисторы сопротивлением 4,7 и 5,1 кОм). Коэффициент нестабильности вычисляем по (3-24) $\sigma = \dfrac{1 + 2000/4700 + 2000/5100}{1 - 0{,}993 + 2000/4700 + 2000/5100} = 2{,}2$, что хорошо. По (3-19) вычисляем $C_{б.г} > (10 \div 20)/(107 \cdot 10^5 \cdot 4700) =$ $= (2 \div 4) \cdot 10^{-10}$ Ф (берем конденсатор емкостью 330 пФ). Ток питания каскада $I_0 = I_{К0} + I_{пБ} + I_{п.д}$. Здесь $I_{пБ}$ и $I_{п.д}$ — токи потенциометров питания базы транзистора и управляющего диода. Следовательно, $I_0 = 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-4} + 5 \cdot 10^{-4} = 2 \cdot 10^{-3}$ А.

Пример 8-5. Определить параметры преобразователя частоты по схеме на рис. 8-8 для использования его в приемнике I класса при $f_{пр} = 8{,}4$ МГц и селективной системе, состоящей из четырех контуров ФСС, рассчитанного в примере 7-4. В следующем каскаде используется транзистор ГТ308В ($g_{11} = 0{,}9$ мСм, $C_{11} = 40$ пФ). Режим работы транзистора соответствует примеру 8-4.

Параметры емкостной ветви гетеродинного контура сохраняют свои значения, а индуктивность катушки вычисляем по (2-101) $L_г =$ $= \dfrac{1}{6{,}28^2 (67 + 8{,}4)^2 \cdot 10^{12} \cdot 381 \cdot 10^{-13}} = 117 \cdot 10^{-9}$ Гн. По формуле (2-55) для начала поддиапазона находим $g_{г.н} = 0{,}009 \cdot 6{,}28 \; (67 + 8{,}4) \times$ $\times 10^6 \cdot 381 \cdot 10^{-13} = 16 \cdot 10^{-5}$ См. Из (8-27) вычисляем необходимый коэффициент включения $p_к = \sqrt{\dfrac{0{,}6 \cdot 2{,}5 \cdot 0{,}00016}{0{,}1 \cdot 0{,}042}} = 0{,}24$. Емкость конденсатора обратной связи находим по формуле (8-26)

$$C_{о.с} = \frac{2}{6{,}28 \cdot 754 \cdot 10^5 \, (0{,}24^2/0{,}00016 - 1/0{,}042)} - 4 \cdot 10^{-12} = 88 \cdot 10^{-13} \text{ Ф}.$$

Берем конденсатор емкостью 9,1 пФ.

Согласно табл. П-1-3 на промежуточной частоте проводимость $g_{22} = 5 \cdot 10^{-5}$ См, что равно этой же проводимости транзистора ГТ308В, принятой в примере 7-4 для расчета ФСС. Поэтому коэффициенты включения первого и последнего контуров ФСС сохраняют свои величины. Подставляя в (7-21) согласно данным примера 8-4 $Y_{21пр}$ вместо Y_{21}, получаем $K_{0пр} = 1 \cdot 0{,}236 \cdot 0{,}14 \cdot 0{,}019/5 \cdot 10^{-5} = 12{,}6$. Режим работы транзистора соответствует примеру 8-4, поэтому сопротивления резисторов схемы каскада сохраняют свои значения. Так как $f_{г\,min}$ уменьшилась лишь на 3 %, то емкости конденсаторов схемы можно сохранить теми же.

8-4. Мостовой диодный преобразователь частоты

В диапазонах декаметровых и более длинных волн используются диодные преобразователи частоты, выполненные по мостовой схеме, которые также называют кольцевыми (рис. 8-10). Достоинствами мостовых преобразователей частоты являются: хорошая развязка гетеродина от цепей радиотракта и промежуточной частоты; меньший уровень комбинационных искажений; отсутствие потребления мощности от источника питания приемника. Их недостатки заключаются в том, что коэффициент преобразования по напряжению и особенно по мощности существенно меньше единицы. Поэтому удельный вес шумов усилителя напряжения промежуточной частоты существенно повышается, что требует, если необходима высокая чувствительность приемника, применения первого каскада в тракте промежуточной частоты с достаточно низким уровнем шумов или применения усилителя радиосигнала.

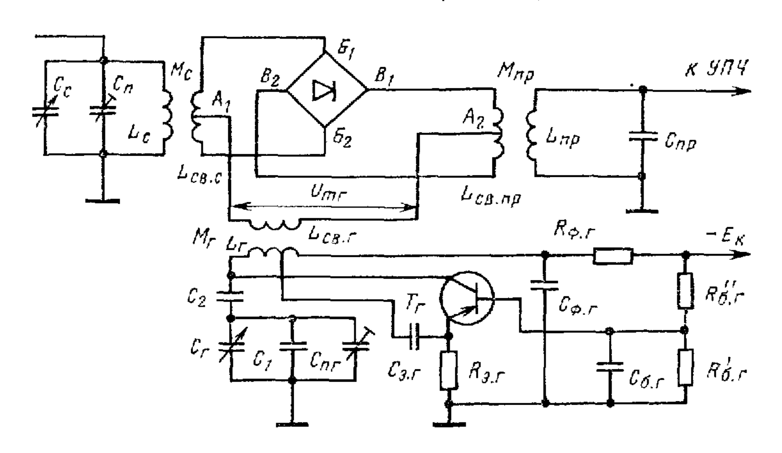


Рис. 8-10.

Из рис. 8-10 следует, что все четыре диода по постоянному току включены последовательно друг за другом — по кольцу. Катушки связи с сигнальным и нагрузочным контурами имеют отвод от средней точки. Благодаря этому они образуют внешний мост, плечами которого слу-

жат каждая из половин катушек связи. В одну диагональ этого моста (между точками A_1 и A_2) включено напряжение от гетеродина, а во вторую (между точками $Б_1$ и $Б_2$) подводится напряжение сигнала. При балансе моста токи с частотой гетеродина в диагонали $Б_1-Б_2$ и токи с частотой сигнала в диагонали A_1-A_2 должны быть равны нулю. Практически трудно добиться баланса моста на всех гармониках частоты гетеродина и сигнала, поэтому имеется некоторое взаимное воздействие сигнальных и гетеродинных цепей.

Диоды образуют второй (внутренний) мост. В одну его диагональ $Б_1-Б_2$ подводится напряжение сигнала, а со второй $В_1-В_2$ снимается напряжение промежуточной частоты. Это способствует улучшению развязки входных и выходных цепей преобразователя частоты. Коэффициент преобразования диодных преобразователей частоты увеличивается с ростом напряжения гетеродина, приложенного к каждому из диодов. Эта зависимость ($\mu_{пр}$) изображена на рис. 8-11, на котором по оси абсцис отложена приведенная амплитуда напряжения гетеродина $\gamma U_{mг}$. Здесь γ — показатель экспоненты в случае аппроксимации вольт-амперной характеристики диода экспонентой. Для обычно используемых диодов (Д2Б, Д9Б, Д9А, Д9Ж, ДКС1 и им подобных) $\gamma \approx (15 \div 25) 1/В$. Но с увеличением напряжения гетеродина возрастают нелинейные искажения и шумы преобразователя частоты. Согласно рис. 8-11 для $\gamma = 20$ и $U_{mг} = 0{,}15$ В параметр $\mu_{пр}$ равен 0,8. Дальнейшее увеличение напряжения гетеродина дает малый прирост коэффициента преобразования и не следует брать $U_{mг}$ более 0,2—0,3 В. При таком выборе напряжения гетеродина внутренняя проводимость преобразования диода в сименсах определяется уравнением

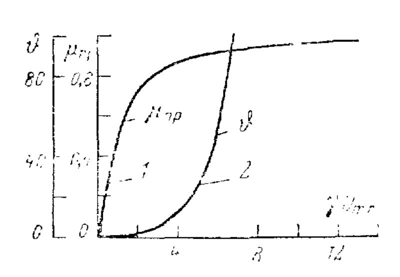


Рис. 8-11.

$$g_{i\,пр} = (5 \div 10)\, \gamma \mu_{пр} \vartheta \cdot 10^{-6}, \qquad (8\text{-}32)$$

в котором коэффициент ϑ определяется рис. 8-11.

Входная проводимость диодов между точками $Б_1$ и $Б_2$, являющаяся нагрузкой источника сигнала, и выходная их проводимость между точками $В_1$ и $В_2$, с которой должна согласовываться нагрузочная проводимость преобразователя частоты, определяются уравнением

$$g_{вх.\,с} = g_{вых.\,пр} = g_{i\,пр} \sqrt{1 - \mu_{пр}^2} = g. \qquad (8\text{-}33)$$

Проводимость между точками A_1 и A_2, служащая нагрузкой гетеродина, соответствует равенству

$$g_{вх.\,г} \approx (4 \div 8)\, \vartheta \cdot 10^{-5} / U_{mг}. \qquad (8\text{-}34)$$

Для обеспечения хорошего баланса моста важна хорошая идентичность параметров диодов и перед постановкой в схему необходим их специальный отбор. Коэффициенты связи входного и выходного конту-

ров с их катушками связи определяются равенствами

$$k_c = \sqrt{\frac{g_c L_c}{g L_{св.\,с}}} \quad и \quad k_{пр} = \sqrt{\frac{g_{пр} L_{пр}}{g L_{св.\,пр}}}. \qquad (8\text{-}35)$$

В них g_c и $g_{пр}$ — проводимости контуров сигнала и промежуточной частоты.

Параметры гетеродина и его коэффициенты связи с диодами рассчитываются по методике § 8-2. Коэффициент преобразования по напряжению, создаваемому на выходном контуре $L_{пр} — C_{пр}$ преобразователя частоты по схеме на рис. 8-10, определяется равенством

$$K_{0\,пр} = 2\mu_{пр} k_{пр} \sqrt{\frac{L_{св.\,пр}}{L_{пр}}}. \qquad (8\text{-}36)$$

Если за этим контуром стоит ФСС, то в формулу (8-36) следует добавить множитель $p_2 q$. Коэффициент шума рассматриваемого преобразователя частоты при выполнении равенств (8-35) определяется уравнением

$$Ш = 1 + 2\left(1 + 0{,}5bU^2_{mг}\right)\left(1 - \mu^2_{пр} + \sqrt{1 - \mu^2_{пр}}\right)/\mu^2_{пр}. \qquad (8\text{-}37)$$

Пример 8-6. Рассчитать параметры мостового преобразователя частоты по схеме на рис. 8-10. Параметры контуров сигнала и промежуточной частоты, а также гетеродина соответствуют примеру 8-1. Диоды ДЭВ ($\gamma = 20$ 1 В, $b = 15$ 1/В^2).

Согласно сказанному ранее принимаем подводимое к диодам напряжение гетеродина равным 0,25 В. По рис. 8-11 находим $\mu_{пр} = 0{,}9$ и $\theta = 25$ 1/В^2. Вычисляем внутреннюю проводимость диодов по равенству (8-32) $g_{i\,пр} = 7{,}5 \cdot 20 \cdot 0{,}9 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 338 \cdot 10^{-5}$ См. Входная и выходная проводимость диодов согласно (8-33) будет $g = 338 \times 10^{-5} \sqrt{1 - 0{,}9^2} = 0{,}0015$ См. По (8-15) вычисляем индуктивности $L_{св.с} = 0{,}25 \cdot 242 \cdot 10^{-6} = 6 \cdot 10^{-5}$ Гн и $L_{св.п} = 0{,}25 \cdot 183 \cdot 10^{-6} = 46 \times 10^{-6}$ Гн. Коэффициент связи находим по равенствам (8-35) для наименьшей проводимости сигнального контура. Она будет согласно равенству (2-55) на максимальной частоте сигнала $g_{c\,min} = 0{,}015/(6{,}28 \times 1\,640\,000 \cdot 0{,}000242) = 6 \cdot 10^{-6}$ См. Подставляя это значение, получаем

$$k_c = \sqrt{\frac{0{,}000006 \cdot 0{,}000242}{0{,}0015 \cdot 0{,}00006}} = 0{,}126 \quad и \quad k_{пр} = \sqrt{\frac{0{,}000028 \cdot 0{,}000183}{0{,}0015 \cdot 0{,}000046}} = 0{,}273.$$

Коэффициент связи между контурной катушкой гетеродина и катушкой $L_{св.г}$ вычисляем по формуле (8-16) $k_г = (1 - 0{,}0005)\,0{,}25/(0{,}7 \cdot 4) = 0{,}089$, что выполнимо при любом типе намотки катушек.

Коэффициент преобразования вычисляем по (8-36) $k_{пр} = 2 \cdot 0{,}9 \times 0{,}273 \cdot 0{,}278 \cdot 0{,}33 \sqrt{\frac{0{,}000046}{0{,}000183}} = 0{,}0226$, что в 78 раз меньше, чем для транзисторного преобразователя из примера 8-1. Коэффициент шума получаем из (8-37)

$$Ш = 1 + 2\,(1 + 0{,}5 \cdot 15 \cdot 0{,}25^2)\left(1 - 0{,}9^2 + \sqrt{1 - 0{,}9^2}\right)/0{,}9^2 = 3{,}27,$$

Глава девятая

РАСЧЕТ ДЕТЕКТОРОВ

9-1. Расчет диодных детекторов АМС

Исходные данные и задачи расчета детекторов АМС подробно описаны в § 2-7. В современных приемниках применяются, как правило, диодные детекторы. В примере 2-24 произведен расчет основных параметров и характеристик последовательного диодного детектора по схеме на рис. 2-16. В данном параграфе остановимся на выборе тех элементов схемы, которые не были рассчитаны в примере 2-24.

Чтобы коэффициент передачи детектора соответствовал графику на рис. 2-15, емкость конденсатора C_1 на рис. 2-16 должна удовлетворять неравенствам

$$C_1 \geqslant 20C_д; \quad C_1 \geqslant \frac{5}{(R_1+R_2) f_{пр}}. \qquad (9\text{-}1)$$

Здесь $C_д = C_{дк}$ — емкость диода. Для того чтобы детектор был безынерционен, должно выполняться неравенство

$$C_1 < \frac{5}{(R_1+R_2) F_н}. \qquad (9\text{-}2)$$

Нелинейные искажения за счет инерционности нагрузки детектора будут отсутствовать, если

$$C_1 < \frac{\sqrt{1-m^2_{max}}}{2\pi F_в (R_1+R_2) m_{max}}. \qquad (9\text{-}3)$$

Допустимый уровень амплитудно-частотных искажений на верхней модулирующей частоте не превысит заданного значения при

$$C_1 \leqslant \frac{1}{2\pi F_в}\left(\frac{1}{R_{iд}} + \frac{1}{R_1+R_2}\right)\sqrt{M^2_в - 1}. \qquad (9\text{-}4)$$

Здесь $R_{iд}$ — внутреннее сопротивление детектора для токов модулирующей частоты, оно находится по кривой *3* (рис. 2-15).

Емкость конденсатора C_2 определяется неравенством

$$C_2 \geqslant 10/(f_{пр} R_1). \qquad (9\text{-}5)$$

Допустимый уровень амплитудно-частотных искажений на нижней модулирующей частоте будет при выполнении неравенства

$$C_р \geqslant \frac{1}{2\pi F_н (R_{доб} + R_{вх.\,нч})\sqrt{M^2_н - 1}}. \qquad (9\text{-}6)$$

Коэффициент фильтрации детектора по схеме на рис. 2-16 определяется формулой

$$k_ф \approx \left(0{,}01 + \frac{C_д}{C_д + C_1}\right)\frac{1}{2\pi f_{пр} C_2 R_1}. \qquad (9\text{-}7)$$

Пример 9-1. Рассчитать параметры элементов схемы детектора по исходным данным примера 2-24. Детектор предназначен для переносного приемника I класса. В низкочастотном тракте приемника имеются четыре каскада. Допустимый коэффициент фильтрации $k_ф = 10^{-3}$.

Рассчитаем необходимую емкость конденсатора C_1. По (9-1) $C_1 > 20 \cdot 1 = 20$ пФ и $C_1 > 5/[(1800 + 5600)\ 465\,000] = 145 \cdot 10^{-11}$ Ф. Из (9-2) получаем $C_1 < 5/[(1800 + 5600)\ 150] = 45 \cdot 10^{-5}$ Ф. Согласно (2-9) определяем для каждого низкочастотного каскада, в том числе детектора $M_{н.к} = \sqrt[10]{5} = 1{,}1$ и $M_{в.к} = \sqrt[10]{5} = 1{,}1$. По кривой *3* (рис. 2-15) определяем $R_{iд} = 600$ Ом, из (9-3) и (9-4) находим $C_1 < \frac{\sqrt{1-0{,}8^2}}{6{,}28 \cdot 12\,000\,(1800+5600)\,0{,}8} = 135 \cdot 10^{-11}$ Ф и $C_1 < \frac{1}{6{,}28 \cdot 12\,000} \times \left(\frac{1}{600} - \frac{1}{1800+5600}\right)\sqrt{1{,}1^2 - 1} = 112 \cdot 10^{-10}$ Ф. Определяем из (9-5) емкость конденсатора $C_2 > 10/(465\,000 \cdot 1800) = 12 \cdot 10^{-9}$ Ф. Емкость разделительного конденсатора вычисляем по (9-6)

$$C_р > \frac{1}{6{,}28 \cdot 150\,(11\,000 + 700)\sqrt{1{,}1^2 - 1}} = 19 \cdot 10^{-8}\ \text{Ф}.$$

По табл. П-3-2 берем конденсаторы C_1, C_2, $C_р$ емкостью 1300 пФ, 0,012 и 0,22 мкФ соответственно.

Коэффициент фильтрации вычисляем по (9-7) $k_ф \approx \left(0{,}01 + \frac{1}{1+1300}\right)\frac{1}{6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 12 \cdot 10^{-9} \cdot 1800} = 0{,}00017$. Это значительно меньше допустимого.

9-2. Исходные данные и задачи расчета детекторов ЧМС

Для радиовещательных приемников и телевизоров ГОСТ задает промежуточные частоты тракта ЧМС (10,7; 8,4 или 6,5 МГц), параметры модуляции сигнала $F_н$ и $F_в$, а также $\psi_{max} = 5$ и $\Delta f_{max} = 75$ кГц и допустимый коэффициент амплитудно-частотных искажений.

При расчете структурной схемы приемника определяются: входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта; полоса пропускания высокочастотного тракта приемника $П_{пр}$; схема детектора, типы диодов и сопротивления их нагрузочных резисторов (см. примеры 2-28 и 2-29).

При расчете каскада уточняется схема детектора, включая все элементы связи со смежными каскадами; определяются параметры детектора и всех элементов его схемы.

9-3. Расчет дифференциального детектора ЧМС

На рис. 9-1 приведена принципиальная схема дифференциального детектора ЧМС и показаны элементы связи со смежными каскадами. Так, транзистор T_1 совместно с селективной системой детектора, состоящей из двух связанных контуров, образует ограничитель амплитуды. Сопротивление $R_{вх.нч}$ и конденсатор $C_{вх.нч}$ представляют собой полное входное сопротивление первого каскада низкочастотного тракта.

В § 2-11 приведены формулы для определения сопротивления нагрузочных резисторов (2-144), эквивалентного затухания контуров (2-146), коэффициента включения диодов ко второму контуру (2-145) и коэффициента передачи детектора (2-143). Эквивалентную емкость контуров селективной системы $C_{э.пр}$ вычисляют по (2-153), а индуктивность контурных катушек по (2-101). Средние емкости подстроечных конденсаторов контуров определяются равенствами:

$$C_{п1} \approx C_{э.пр} - C_{кат} - p_к^2 (C_{м1} + C_{22}) \text{ и}$$
$$C_{п2} \approx C_{э.пр} - C_{кат} - p_д^2 (0{,}5C_д + C_{м2}), \qquad (9\text{-}8)$$

где $C_{кат}$ — собственная емкость катушек; C_{22} — выходная емкость транзистора ограничителя амплитуды; $C_д$ — емкость диодов детектора;

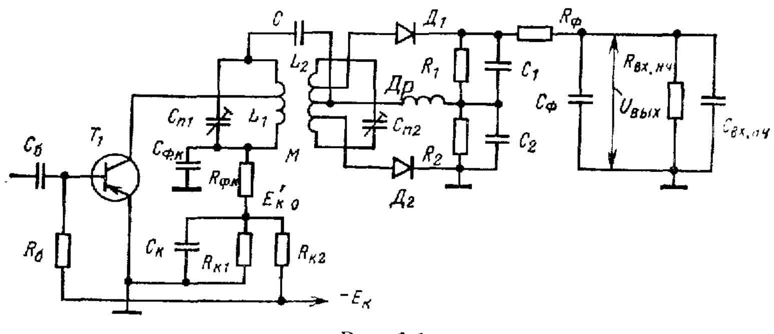


Рис. 9-1.

$C_{м1}$ и $C_{м2}$ — монтажные емкости, отнесенные к первому и второму контурам. Емкость конденсатора C находят по неравенству

$$C \geqslant 30 g_2 / f_{пр}, \qquad (9\text{-}9)$$

в котором g_2 — проводимость второго контура селективной системы.

Емкости конденсаторов C_1 и C_2 предполагаем равными и удовлетворяющими неравенствам (9-1)—(9-4), полагая в них $R_2 = 0$ и $m_{max} = 0{,}1$ (благодаря работе ограничителя амплитуды). Индуктивность дросселя определяется неравенством

$$L_{др} \geqslant 3\,(f_{пр}^2 C_1). \qquad (9\text{-}10)$$

Емкость конденсатора переходного фильтра вычисляют по формуле

$$C_ф \approx 10^{-4}/R_ф - C_{вх.нч}. \qquad (9\text{-}11)$$

Коэффициент связи между контурными катушками определяется равенством

$$k = \eta \delta_э. \qquad (9\text{-}12)$$

Пример 9-2. Рассчитать параметры схемы дифференциального детектора по исходным данным примера 2-28 с учетом приведенных здесь данных. Детектор предназначается для переносного приемника I класса, имеющего промежуточную частоту 8,4 МГц. Считаем $C_{вх.нч} = 0{,}02$ мкФ и $M_н = M_в = 1{,}1$. В ограничителе амплитуды используется транзистор ГТ308В.

Полагая $C_{кат} = 0{,}5$ пФ, $p_к \approx p_д \approx 0{,}5$ (максимально допустимое в схеме) и $C_{м1} = C_{м2} = 4$ пФ, по формулам (9-8) вычисляем $C_{п1} = 45 - 0{,}5 - 0{,}5^2 (4 + 4) = 42{,}5$ пФ и $C_{п2} = 45 - 0{,}5 - 0{,}5^2 (0{,}5 \times 1 + 4) = 43{,}4$ пФ. Следовательно, принятая в примере 2-28 эквивалентная емкость контуров осуществима.

Индуктивность контурных катушек согласно (2-101) $L = 1/(6{,}28^2 \cdot 84^2 \cdot 10^{10} \cdot 45 \cdot 10^{-12}) = 8 \cdot 10^{-6}$ Гн, что также осуществимо. Емкость конденсатора C из (9-9) $C \geqslant (30 \cdot 24 \cdot 10^{-6})/(84 \cdot 10^5) = 9 \cdot 10^{-11}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 100 пФ).

По (9-1) находим $C_1 > 20 \cdot 1 = 20$ пФ и $C_1 > \frac{5}{2 \cdot 1600 \cdot 84 \cdot 10^5} = 19 \cdot 10^{-11}$ Ф. Из (9-2) получаем $C_1 < \frac{5}{2 \cdot 1600 \cdot 150} = 10^{-5}$ Ф. Согласно (9-3) $C_1 < \frac{\sqrt{1 - 0{,}1^2}}{6{,}28 \cdot 12\,000 \cdot 1600 \cdot 0{,}1} = 82 \cdot 10^{-9}$ Ф. В нашем случае $R_1/R_i = 1600/100 = 16$, чему по кривой *3* (см. рис. 2-15) соответствует $R_{i1} = 500$ Ом. Из (9-4) находим $C_1 < \frac{1}{6{,}28 \cdot 12\,000} \left(\frac{1}{500} + \frac{1}{1600} \right) \times \sqrt{1{,}1^2 - 1} = 160 \cdot 10^{-10}$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем конденсатор емкостью 0,05 мкФ. Индуктивность дросселя по неравенству (9-10) $L_{др} > 3/(8{,}4^2 \cdot 10^{10} \cdot 15 \cdot 10^{-9}) = 28 \cdot 10^{-5}$ Гн. Емкость конденсатора переходного фильтра определяем из (9-11) $C_ф \approx 10^{-4}/750 - 2 \cdot 10^{-8} = 114 \cdot 10^{-9}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,15 мкФ). Коэффициент связи вычисляем по (9-12) $k = 2 \cdot 0{,}035 = 0{,}07$, что осуществимо при любом виде намоток катушек.

9-4. Расчет дробного детектора ЧМС

Принципиальная схема дробного детектора изображена на рис. 9-2. Транзистор T и селективная система детектора из двух связанных контуров используется в схеме последнего каскада усилителя промежуточной частоты. Коэффициент передачи детектора определяется по уравнению (2-143), сопротивления нагрузочных резисторов R_1 и R_2 — по (2-144), эквивалентное затухание контуров должно удовлетворять неравенствам (2-146) и (2-147), необходимый коэффициент включения диодов ко второму контуру — (2-145), коэффициент связи между катушками контуров — (9-12). Кроме того, сопротивления нагрузочных резисторов должны удовлетворять неравенству

$$R_1 = R_2 \leqslant 0{,}1/g_2. \qquad (9\text{-}13)$$

Индуктивность третьей катушки и коэффициент связи между нею и первой катушкой вычисляют по уравнениям:

$$L_3 = (0{,}25 \div 0{,}5)\, L_1 \quad \text{и} \quad k_{1-3} = (0{,}35 \div 0{,}45)\, \delta_э. \qquad (9\text{-}14)$$

Резисторы R_3 и R_4 служат для балансировки схемы детектора. Их сопротивление обычно равняется десяткам ом и подбирается в процессе налаживания детектора. Резистор R_5 увеличивает затухание катушки связи L_3, чтобы она не влияла на полосу пропускания селективной системы. Его сопротивление подбирается в процессе настройки детектора. Емкости конденсаторов C_1 и C_2 берутся равными и опреде-

ляются по (9-1)—(9-4). Емкость конденсатора C_3 вычисляют по неравенству

$$C_3 \geqslant 0{,}05 \div 0{,}1/R_1. \qquad (9\text{-}15)$$

Сопротивление резистора $R_ф$ выбирают примерно равным $R_{\text{к.ч}}$, а емкость конденсатора $C_ф$ вычисляют по (9-11).

Пример 9-3. Определить параметры схемы дробного детектора по исходным данным примеров 9-2 и 2-29.

Собственные параметры контуров, емкость и сопротивление фильтра сохраняются соответствующими примеру 9-2.

Проверяем выполнение неравенства (9-13): $0{,}1/(24\cdot10^{-6}) = 4170 > 1600$. Оно выполняется, следовательно, сопротивление нагрузочных резисторов и емкости шунтирующих их конденсаторов (C_1 и C_2) сохраняют значения, соответствующие примеру 9-2. Емкость конденсатора C_3 вычисляем по (9-15) $C_3 \geqslant 0{,}05 \div 0{,}1/1600 = (3 \div 6)\cdot10^{-5}$ Ф. По

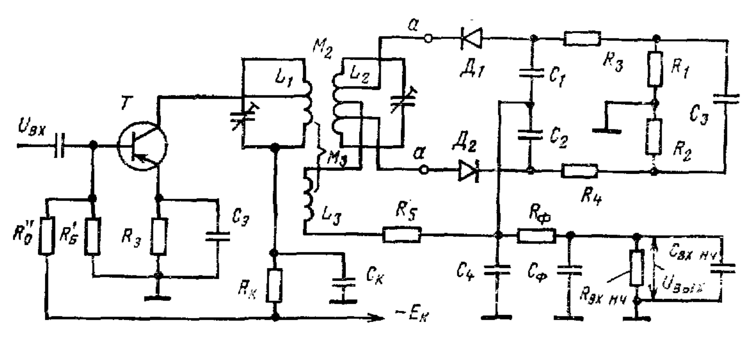


Рис. 9-2.

табл. П-3-2 берем конденсатор емкостью 50 мкФ. Коэффициент связи между катушками согласно (9-12) $k = 2\cdot0{,}06 = 0{,}12$, что реализуемо. Индуктивность катушки связи и ее коэффициент связи с катушкой первого контура вычисляем по (9-14) $L_3 = 0{,}35\cdot8\cdot10^{-6} = 28\cdot10^{-7}$ Гн и $k_{1-3} = 0{,}4\cdot0{,}06 = 0{,}024$. Эти значения также реализуемы.

Глава десятая

РАСЧЕТ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДЫ

10-1. Исходные данные и задачи расчета

Для радиовещательных и телевизионных приемников промежуточная частота для тракта ЧМС задается ГОСТ. При расчете структурной схемы приемника выбираются: схема и тип электронного прибора; напряжение $U_{пор}$ порога ограничения; амплитуда выходного напряжения $U_{m\,вых}$; коэффициент амплитудной модуляции $m_п$ входного сигнала помехой; требуемый коэффициент ограничения $K_{огр}$.

Задачами расчета являются: выбор оптимального режима работы нелинейного элемента; расчет параметров элементов схемы; уточнение амплитуд входного и выходного сигналов.

10-2. Расчет диодного ограничителя амплитуды

Вариант схемы диодного ограничителя амплитуды приведен на рис. 10-1. По токам частоты сигнала диоды включены параллельно коллекторному контуру каскада. К первому диоду подводится запирающее напряжение $E_{з1}$, создающееся на резисторе коллекторного фильтра. Запирающее напряжение второго диода $E_{з2}$ создается на резисторе R_2, который образует совместно с резисторами $R_ф$ и R_2 делитель напряжения. При $E_{з1} = E_{з2} = E_з$ сопротивления резисторов должны удовлетворять равенствам:

$$R_ф = E_з/(I_к + I_п); \quad R_1 = (E_к - 2E_з)/I_п; \quad R_2 = E_з/I_п. \qquad (10\text{-}1)$$

Емкости конденсаторов $C_ф$, $C_б$ и C_1 рассчитывают по (3-19), производя соответствующие замены емкостей и сопротивлений.

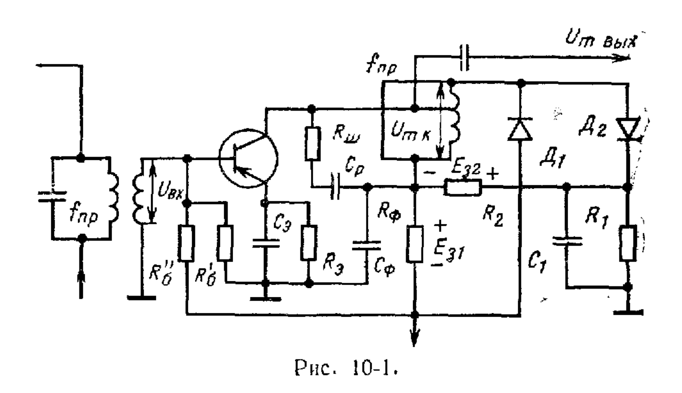


Рис. 10-1.

В интервале входных напряжений до 0,3—0,4 В вольт-амперная характеристика диодов наиболее точно аппроксимируется экспонентой [4, 10, 16]. В этом случае входная активная проводимость диодов, чаще применяемых в ограничителях амплитуды (Д2Б, Д9Б, Д9В, Д9А, Д9Ж, ДКС1), определяется уравнением

$$g_{вх} \approx \frac{2\vartheta \cdot 10^{-5}}{|U_{m\,конт} - E_з|} = \frac{2\vartheta \cdot 10^{-5}}{U_{mд}}, \qquad (10\text{-}2)$$

в котором параметр ϑ определяется кривой 2 (см. рис. 8-11), $U_{m\,конт}$ — амплитуда сигнала на контуре. Если $E_з > U_{m\,конт}$, то диоды закрыты и входную проводимость следует считать равной нулю. Когда амплитуда входного сигнала превышает 0,4—0,6 В, вольт-амперная характеристика диодов становится более близкой к линейной и входная проводимость определяется равенством

$$g_{вх} \approx S_{пр}, \qquad (10\text{-}3)$$

в котором $S_{пр}$ — проводимость прямой передачи диода.

Если обозначить амплитуду сигнала, приложенного к диоду,

$$U_{m\,конт} - E_з = U_{mд}, \qquad (10\text{-}4)$$

то можно составить уравнение, определяющее зависимость амплитуды входного сигнала от $U_{m\text{д}}$:

$$U_{m\text{вх}}=\frac{E_{\text{з}}+U_{m\text{д}}}{\sqrt{K_{0\,\text{уст}}K_0'}}\left(\frac{g_{\text{вх}}}{g_{\text{э}}}+1\right), \qquad (10\text{-}5)$$

где $g_{\text{э}}$ — эквивалентная резонансная проводимость коллекторного контура без учета действия диодов;

$$K_0'=E_{\text{з}}/U_{m0\text{вх}}=U_{m0\text{конт}}/U_{m0\text{вх}}=Y_{21}/g_{\text{э}} \qquad (10\text{-}6)$$

— приведенный коэффициент усиления каскада при закрытых диодах, при котором за выходной сигнал принимается напряжение на всем контуре; $U_{m0\,\text{вх}}$ — максимальная амплитуда входного сигнала, при которой диоды еще закрыты. Необходимый коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора определяется равенством

$$p_{\text{к}}=K_{0\text{уст}}/K_0'. \qquad (10\text{-}7)$$

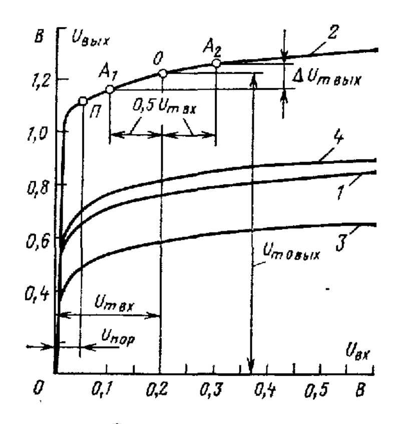


Рис. 10-2.

С учетом сказанного можно составить методику расчета амплитудной характеристики каскада. Задаваясь определенным значением $U_{m\text{д}}<0$, определяют амплитуду выходного сигнала на контуре

$$U_{m\text{к.вых}}=E_{\text{з}}+U_{m\text{д}}. \qquad (10\text{-}8)$$

Затем по (10-5) вычисляют соответствующую ему амплитуду входного сигнала. Такие расчеты выполняют для $U_{m\text{д}}$ от 0 до 0,3—0,4В через 0,05 В. По полученным данным строят амплитудную характеристику и по ней определяют основные характеристики ограничителя амплитуды в соответствии с обозначениями, принятыми на рис. 10-2. Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ находят по точке *П* характеристики, соответствующей примерно $(0{,}85-0{,}9)U_{\text{вых max}}$. Амплитуду исходного входного сигнала вычисляют по (2-148), полагая $m_{\text{п}}\approx 0{,}5$. Коэффициент модуляции сигнала помехой вычисляют по формуле

$$m_{\text{п. вых}}=\Delta U_{m\text{вых}}/(2m_{0\text{вых}}), \qquad (10\text{-}9)$$

а коэффициент ограничения по равенству

$$K_{\text{огр}}=m_{\text{п}}/m_{\text{п. вых}}. \qquad (10\text{-}10)$$

Наиболее приемлемые характеристики ограничителя амплитуды получаются, если брать $E_{\text{з}}=0{,}3\div1{,}0$ В и обеспечивать наибольшее приведенное усиление каскада. Последнее получается, если эквивалентная проводимость контура будет наименьшей для обеспечения нужной полосы пропускания детектора ЧМС. Чем меньше $E_{\text{з}}$ и больше K_0', тем меньше порог ограничения, но и меньше амплитуда выходного сигнала

Пример 10-1. Рассчитать параметры диодного ограничителя амплитуды на транзисторе ГТ308В при $f_{пр} = 8,4$ МГц и $E_к = 9$ В. Селективной системой служат два связанных контура дифференциального детектора, рассчитанного в примере 9-2. Первый из них изображен на рис. 10-1, а второй для упрощения схемы не показан.

Выбираем диоды Д9Б ($S_{пр} = 0,01$ См, $R_i = 100$ Ом, $\gamma = 20$ 1/В). Зададимся напряжением запирания $E_з = 0,5$ В, током потенциометра $I_п = 0,5$ мА и рабочей точкой транзистора при $I_к = 1$ мА и $U_{кэ} = 5$ В ($Y_{21} = 0,035$ См, $C_{12} = 1$ пФ). Согласно формулам (10-1) получаем $R_ф = 0,5/[(1 + 0,5)\cdot 10^{-3}] = 333$ Ом, $R_1 = (9 - 2\cdot 0,5)/(5\cdot 10^{-4}) = 16\,000$ Ом и $R_2 = 0,5/(5\cdot 10^{-4}) = 1000$ Ом (выбираем резисторы сопротивлением 330 Ом, 16 кОм и 1 кОм соответственно). Параметры остальных элементов схемы не вычисляем, поскольку методика их расчета многократно использовалась в предыдущих примерах.

По (2-66) вычисляем устойчивый коэффициент усиления транзистора $K_{0уст} = \sqrt{\dfrac{2(1-0,9)\,0,035}{6,28\cdot 84\cdot 10^5\cdot 10^{-12}}} = 11,5$. Эквивалентная проводимость контура $g_э = \dfrac{\delta_э}{\delta} g = \dfrac{0,035}{0,01}\, 24\cdot 10^{-6} = 84\cdot 10^{-6}$ См. По (10-6) получаем $K_0' = 0,035/(84\cdot 10^{-6}) = 416$. Из равенства (10-7) находим коэффициент включения контура в коллекторную цепь $p_к = 11,5/416 = 0,028$. Из первой формулы (7-17), пользуясь методикой, примененной в примере 7-2, находим проводимость шунтирующего сопротивления коллекторной цепи $G_ш = \dfrac{0,000024}{0,028^2}\left(\dfrac{0,035}{0,01} - 1\right) - 0,00012 = 0,07788$ См ($R_ш = 13$ Ом). По (3-19) вычисляем $C_р \geqslant (10 \div 20)/(8\,400\,000\cdot 13) = (9 \div 18)\cdot 10^{-8}$ Ф. При $U_{mд} = 0$ из равенства (10-5) находим $U_{m0вх} = \dfrac{0,5}{\sqrt{11,5\cdot 416}} = 0,0072$ В и $U_{m0вых} = E_з = 0,5$ В. Зададимся $U_{mд} = 0,05$ В, тогда $\gamma U_{mд} = 20\cdot 0,05 = 1$ и по кривой *2* рис. 8-11 получаем $\theta = 0,57$. Из уравнения (10-2) вычисляем $g_{вх} = 2\cdot 0,57\cdot 10^{-5}/0,05 = 228\cdot 10^{-6}$ См. При $U_{mд} \geqslant 0,5$ В согласно (10-3) получим $g_{вх} > 10$ мСм. Поскольку ограничивающих диодов два (см. рис. 10-1), то подставляем в формуле (10-5) $2g_{вх}$ вместо $g_{вх}$ и получаем $U_{mвх} = \dfrac{(0,5 + 0,05)}{\sqrt{11,5\cdot 416}} \times \left(\dfrac{456\cdot 10^{-6}}{84\cdot 10^{-6}} + 1\right) = 0,051$ В. Амплитуду напряжения на всем контуре вычисляем по (10-8) $U_{mвых} = 0,5 + 0,05 = 0,55$ В.

Данные, полученные путем аналогичных расчетов для других значений $U_{mд}$, приведены в табл. 10-1 для варианта 1. По полученным значениям на рис. 10-2 построена амплитудная характеристика ограничителя амплитуды (кривая *1*). При $E_з = 1$ и $E_з = 0,3$ В входное и выходное напряжения соответствуют вариантам 2 и 3 табл. 10-1 и кривым *2* и *3* на рис. 10-2. Если при условиях варианта 1 применить только один диод, то для этого будут справедливы характеристики варианта 4 и кривая *4* на рис. 10-2. Сравнение кривых *3* и *4* показывает, что при одном диоде характеристика ограничения ухудшается лишь на 10—20 %. Поэтому ограничители амплитуды с одним диодом применяются часто.

Для варианта 2 находим $U_{пор} = 0,05$ В. По (2-148) получаем $U_{m0вх} \geqslant 0,05/(1 - 0,5) = 0,1$ В. Если выбрать $U_{mвх} = 0,2$ В (точка *О*), то при $m_п = 0,5$ получим минимальное и максимальное значения сигнала при действии помехи равными $U_{mвх}(1 \pm 0,5)$. Их величины со-

ответствуют точкам A_1 и A_2 на кривой 2. Согласно рис. 10-2 $U_{m0\text{вых}}$ = 1,13 В, а $\Delta U_{m\text{вых}} = 0{,}09$ В. Из (10-9) находим $m_{\text{п.вых}} = 0{,}09/(2 \times 1{,}13) = 0{,}044$, по формуле (10-10) получаем $K_{\text{огр}} = 0{,}5/0{,}044 = 11{,}4$ или 21,1 дБ.

Таблица 10-1

Вариант		$U_{m\text{д}}$, В						
		0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
1	$U_{\text{вх}}$, мВ	7,2	51	74	128	283	516	1110
	$U_{\text{вых}}$, В	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8
2	$U_{\text{вх}}$, мВ	14	98	136	227	497	850	1970
	$U_{\text{вых}}$, В	1	1,05	1,1	1,15	1,2	1,25	1,3
3	$U_{\text{вх}}$, мВ	4,3	32	50	89	203	388	912
	$U_{\text{вых}}$, В	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5	0,55	0,6
4	$U_{\text{вх}}$, мВ	7,2	30	42	69	146	269	615
	$U_{\text{вых}}$, В	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8

10-3. Расчет транзисторного ограничителя амплитуды

Схема транзисторного ограничителя амплитуды приведена на рис. 9-1 (первый каскад). Для уменьшения порогового напряжения и увеличения коэффициента ограничения транзистор работает при пониженном коллекторном напряжении 2—3 В за счет использования делителя напряжения, состоящего из резисторов $R_{\text{к1}}$ и $R_{\text{к2}}$. Для достаточно стабильной работы сопротивления этих резисторов определяют из уравнений:

$$R_{\text{к1}} = E_{\text{к0}}/2I_{\text{К}A} \quad \text{и} \quad R_{\text{к2}} = (E_{\text{к}} - E_{\text{к0}})/3I_{\text{К}A}, \tag{10-11}$$

в которых $I_{\text{К}A}$ — коллекторный ток транзистора в рабочей точке A (рис. 10-3). При этом ток, потребляемый каскадом от источника питания, будет $3I_{\text{К}A}$. Сопротивление резистора фильтра выбирают равным 0,5—1 кОм, а коэффициент включения контура в коллекторную цепь удовлетворяющим неравенству

$$p_{\text{к}} \leq (0{,}75 \div 0{,}85)\sqrt{R_{\text{ф}} g_{\text{э1}}}, \tag{10-12}$$

где $g_{\text{э1}}$ — эквивалентная проводимость первого коллекторного контура. Емкость конденсатора фильтра вычисляют по (3-19). Сопротивление базового резистора определяют по формуле

$$R_{\text{б}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{БЭ}A}}{I_{\text{К}\max} - I_{\text{К}A}} h_{21\text{э}}. \tag{10-13}$$

Амплитудная характеристика (рис. 10-4) определяется по следующей методике. Выбирается напряжение питания коллекторной цепи $E_{к0}$ и на поле выходных характеристик (см. рис. 10-3) строится нагрузочная характеристика *1* по постоянному току. Она проходит через точку *Д*, которой соответствует напряжение $E_{к0}$ на оси абсцисс, под углом α_1, определяющимся равенством

$$\operatorname{arctg} \alpha_1 = 1/R_ф \tag{10-14}$$

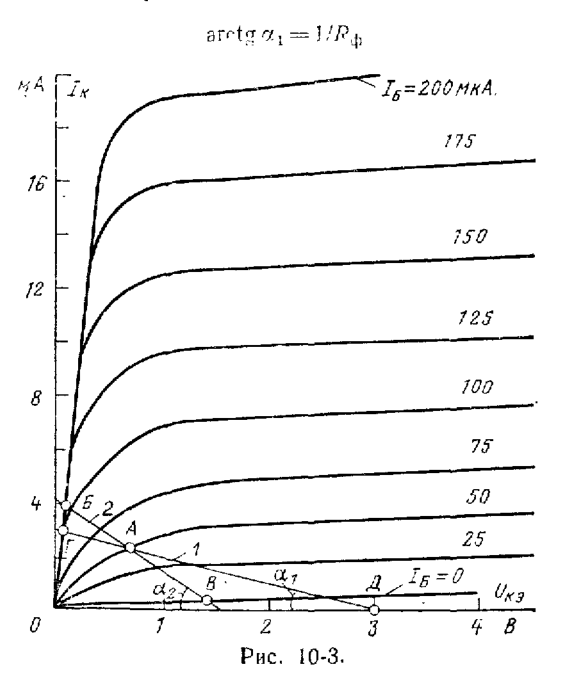


Рис. 10-3.

На этой характеристике выбирают рабочую точку *А*, соответствующую примерно середине отрезка *ГД* и находящуюся на характеристике, для которой

$$I_Б \approx 0{,}5 I_{Б\,max}. \tag{10-15}$$

Определяют для нее токи $I_{КА}$ и $I_{БА}$. Через точку *А* проводят нагрузочную характеристику для переменного тока *2* с углом наклона α_2, соответствующим уравнению

$$\operatorname{arctg} \alpha_2 = g_{э1}/p_к^2, \tag{10-16}$$

и определяют точки *Б* и *В*, а по ним соответствующие им токи $I_{К\,max}$ и $I_{Б\,max}$. Переносят точки *А*, *Б* и *В* на входную характеристику транзистора с напряжением $U_{КЭ}$, наиболее близким к выбранному режиму, и определяют напряжения $U_{БЭА}$, $U_{БЭБ}$ и $U_{БЭВ}$. По (2-15) вычисляют максимальную амплитуду входного сигнала $U_{m\,вх.л}$ в линейном режиме, до которой ограничитель практически работает как усилитель и его

амплитудную характеристику можно считать прямолинейной. При этих значениях входного сигнала амплитуда напряжения на первом коллекторном контуре определяется равенством

$$U_{m\text{вых. л}} = p_\text{к} Y_{21A} U_{m\text{вх. л}} / g_{\text{э}1}. \qquad (10\text{-}17)$$

Проводимость прямой передачи в рабочей точке определяется приближенным равенством

$$Y_{21} \approx 0{,}6 Y_{21\text{т}} I_{\text{К}A} / I_{\text{Кт}}, \qquad (10\text{-}18)$$

где $Y_{21\text{т}}$ и $I_{\text{Кт}}$ — параметры транзистора, соответствующие данным табл. П-1-4. Когда амплитуда входного сигнала превышает $U_{m\text{вх. л}}$, транзистор работает с отсечкой обоих полупериодов коллекторного тока и выходной сигнал соответствует уравнению

$$U_{m\text{вых. п}} = U_{m\text{вх. л}} H \left(\frac{U_{m\text{вх. п}}}{U_{m\text{вх. л}}} \right). \qquad (10\text{-}19)$$

Коэффициент H определяется графиком на рис. 10-5. Он представляет собой часть амплитудной характеристики ограничителя, работающего в нелинейном режиме. Из нее следует, что пороговое напряжение ограничителя

$$U_\text{пор} \approx 1{,}5 U_{m\text{вх. л}}, \qquad (10\text{-}20)$$

а выходное напряжение при $U_{m\text{ вх}} \approx (2 \div 2{,}5) U_\text{пор}$

$$U_{m\text{вых}} \approx (1{,}25 \div 1{,}26)\, U_{m\text{вых. л}}. \qquad (10\text{-}21)$$

Рис. 10-4.

Пример 10-2. Рассчитать параметры ограничителя амплитуды с транзистором ГТ308В по исходным данным примера 10-1, соответствующим требованиям к приемнику I класса.

Зададимся напряжением $E_{\text{К}0} = -3$ В и сопротивлением фильтра 1 кОм. Согласно равенству (10-14) $\operatorname{arctg} \alpha_1 = 1/1000$, чему соответствует линия 1 на рис. 10-3. Выбираем на ней исходную рабочую точку A, для которой $I_{\text{К}A} = 2{,}3$ мА и $I_{\text{Б}A} = 50$ мкА. По неравенству (10-12) вычисляем коэффициент включения $p_\text{к} \leqslant (0{,}75 \div 0{,}85)\sqrt{1000 \cdot 84 \cdot 10^{-6}} = 0{,}2 \div 0{,}25$. Принимаем $p_\text{к} = 0{,}18$. По уравнению (10-16) получаем $\operatorname{arctg} \alpha_2 = 84 \cdot 10^{-6} / 0{,}18^2 = 0{,}0026$. Линия 2 на рис. 10-3 соответствует этому углу. Для точки $Б$ получаем $I_{\text{К}\max} = 3{,}8$ мА и $I_{\text{Б}\max} = 0{,}11$ мА. По формулам (10-11) находим $R_{\text{к}1} = 3/(2 \cdot 0{,}0023) = 650$ Ом и $R_{\text{к}2} = (9-3)/(3 \cdot 0{,}0023) = 870$ Ом (выбираем резисторы сопротивлением 680 и 910 Ом). Емкость конденсатора фильтра определяем с учетом сказанного ранее по (3-19) $C_\text{ф} \geqslant (10 \div 20)/(84 \cdot 10^6 \times 1000) = (11 \div 22) \cdot 10^{-10}$ Ф, аналогично $C_\text{к} \geqslant (10 \div 20)/(8\,400\,000 \times 680) = (18 \div 36) \cdot 10^{-10}$ Ф. По табл. П-3-2 выбираем конденсаторы

емкостью 1500 и 2200 пФ. На входную характеристику транзистора (см. рис. 8-5), соответствующую коллекторному напряжению 3 В, переносим точки A, $Б$ и $В$. Им соответствуют $U_{БЭA}=0{,}11$ В; $U_{БЭБ}=0{,}16$ В и $U_{БЭB}=0{,}05$ В. Из табл. П-1-1 находим $h_{21б}=0{,}993$, следовательно, $h_{21э}=0{,}993/(1-0{,}993)=140$. По равенству (10-13) вычисляем $R_б=140\dfrac{9-0{,}11}{(3{,}6-2{,}3)\cdot 10^{-13}}=950\ 000$ Ом (принимаем резистор сопротивлением 910 кОм). По формуле (2-15) находим $U_{m\text{вх.л}}=0{,}5\,(0{,}16-0{,}05)=0{,}055$ В.

В табл. П-1-4 для $I_{Кт}=1$ мА приведено $Y_{21т}=0{,}035$ См. Согласно (10-18) получаем $Y_{21A}\approx 0{,}6\cdot 0{,}035\cdot 2{,}3/1=0{,}049$ См. Выходное напряжение в конце линейного участка амплитудной характеристики вычисляем по равенству (10-17) $U_{m\text{вых.л}}=0{,}18\cdot 0{,}049\times\times 0{,}055/(84\cdot 10^{-6})=5{,}76$ В. Для $U_{m\text{вх.н}}/U_{m\text{вх.л}}=2$ по графику на рис. 10-5 получаем $H=1{,}24$. По формуле (10-19) находим соответствующее данной амплитуде выходного сигнала $U_{m\text{вх.н}}=2U_{m\text{вх.л}}=2\cdot 0{,}055=0{,}11$ В и амплитуду выходного напряжения $U_{m\text{вых.н}}=5{,}75\cdot 1{,}24=7{,}1$ В. Результаты аналогичных расчетов для других значений входного сигнала приведены в табл. 10-2; рис. 10-4 построен по данным табл. 10-2. По равенству (10-20)

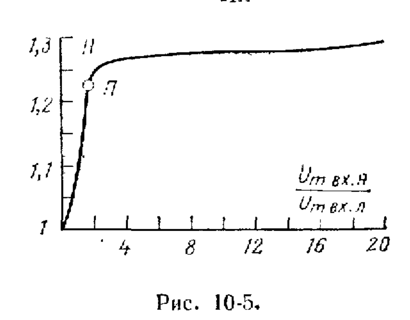


Рис. 10-5.

Таблица 10-2

$U_{m\text{вх}}$, В	0,055	0,075	0,11	0,2	0,4	0,6
$U_{m\text{вых}}$, В	5,75	6,39	7,1	7,25	7,3	7,34

получаем $U_{пор}\approx 1{,}5\cdot 0{,}055=0{,}082$ В, что соответствует точке $П$ на рис. 10-4. Согласно (2-148) амплитуда входного сигнала в рабочей точке должна быть $U_{m0\text{вх}}\geqslant 0{,}082/(1-0{,}5)=0{,}164$ В. Возьмем его равным 0,2 В. При этом согласно рис. 10-4 $U_{m0\text{вых}}=7{,}25$ В и $\Delta U_{m\text{вых}}=0{,}4$ В. По формуле (10-9) получаем $m_{\text{вых}}=0{,}4/(2\cdot 7{,}25)=0{,}0276$, а по равенству (10-10) находим $K_{огр}=0{,}5/0{,}0276=18{,}1$ (25,1 дБ). Потребляемый каскадом ток $I_0=3I_{KA}=3\cdot 2{,}3=6{,}9$ мА.

10-4. Ограничительные способности дробного детектора

В установившемся режиме при отсутствии амплитудной модуляции сигнала входное сопротивление детектора между точками $a-a$ (см. рис. 9-2) выражается формулой

$$R_{\text{вх}}=2R_{\text{вх.д}},\qquad (10\text{-}22)$$

в которой $R_{вх.д}$ определяется кривой *1* (см. рис. 2-15). В этом случае эквивалентное затухание второго контура с учетом действия детектора будет:

$$g_э = \left(1 + 2p_д^2 \frac{1}{R_{вх.д} g}\right). \qquad (10\text{-}23)$$

При увеличении амплитуды сигнала под воздействием амплитудной модуляции ток диодов возрастает в $1 + m_п$ раз, что как бы эквивалентно уменьшению нагрузочных сопротивлений диодов во столько же раз. Входное сопротивление диодов $R_{вх\,min}$ определится кривой *1* (см. рис. 2-15) для

$$R_{min} \approx R/(1 + m_п). \qquad (10\text{-}24)$$

При уменьшении сигнала под воздействием амплитудной модуляции можно считать, что нагрузочные сопротивления возрастут до

$$R_{max} \approx R\,(1 + m_п), \qquad (10\text{-}25)$$

чему будет соответствовать $R_{вх\,max}$. Подставляя сопротивления $R_{вх\,max}$ и $R_{вх\,min}$ в (10-23), можно получить значение проводимостей $g_{э\,max}$ и $g_{э\,min}$. Коэффициент амплитудной модуляции выходного напряжения в первом приближении определяется соотношением

$$m_{п.\,вых} \approx \frac{2m_п g_э g_{э min}}{g_э^2 + g_{э max} g_{э min}}. \qquad (10\text{-}26)$$

Пример 10-3. Определить коэффициент амплитудной модуляции выходного сигнала дробного детектора для исходных данных примеров 2-29 и 9-3 при $m_п = 0{,}5$.

При отсутствии амплитудной модуляции сигнала для $R/R_i = 1600/100 = 16$ по кривой *1* (см. рис. 2-15) находим $R_{вх} = 1200$ Ом, чему соответствует согласно (10-23) $g_э = 24 \cdot 10^{-6}\,(1 + 2 \cdot 0{,}268^2/(1200 \times 24 \cdot 10^{-6}) = 144 \cdot 10^{-6}$ См. По формулам (9-24) и (9-25) вычисляем $R_{min} = 1600/(1 + 0{,}5) = 1065$ Ом и $R_{max} = 1600\,(1 + 0{,}5) = 2400$ Ом. Этим сопротивлениям по кривой *1* (см. рис. 2-15) соответствуют $R_{вх\,min} = 800$ Ом и $R_{вх\,max} = 1650$ Ом. Для них по (10-23) определяем $g_{э\,max} = 24 \cdot 10^{-6}\ (1 + 2 \cdot 0{,}268^2/(900 \cdot 0{,}000024) = 0{,}000203$ См и $g_{э\,min} = 24 \cdot 10^{-6}\ (1 + 2 \cdot 0{,}286^2/(1650 \cdot 0{,}000024) = 0{,}000111$ См. По (10-26) находим $m_{п.\,вых} = 2 \cdot 0{,}5 \cdot 144 \cdot 10^{-6} \cdot 111 \cdot 10^{-6}/(144^2 \cdot 10^{-12} + 203 \cdot 10^{-6} \cdot 111 \times 10^{-6}) = 0{,}36$. Согласно (10-10) получим $K_{огр} = 0{,}5/0{,}36 = 1{,}4$, что значительно меньше, чем у диодного и транзисторного ограничителей амплитуды.

Глава одиннадцатая

РАСЧЕТ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ УСИЛЕНИЯ

11-1. Формулирование исходных данных и задачи расчета

Для радиовещательных приемников требованиями ГОСТ задается качество работы автоматического регулятора усиления.

При расчете структурной схемы приемника определяются: тип автоматической регулировки; каскады, усиление которых должно регулироваться; способ регулировки усиления в каждом каскаде.

Задачами расчета являются расчет выпрямителя и других элементов системы АРУ и расчет и построение амплитудной характеристики приемника.

11-2. Расчет систем АРУ при изменении режима работы транзистора

В простых и задержанных АРУ наибольшее распространение получила регулировка за счет изменения напряжения база-эмиттер, так как в этом случае требуется сравнительно малое регулирующее напряжение и мощность регулятора. Поэтому, как правило, необходимые характеристики регулировки получаются без дополнительных усилителей регулирующего напряжения. В системах усиленной АРУ иногда применяют регулировку усиления изменением напряжения коллектор—эмиттер, а чтобы получать достаточную глубину регулирования и относительно малое регулирующее напряжение, рабочую точку регулируемого каскада берут при пониженном напряжении $U_{КЭ}$ (не более 2—3 В).

Общая глубина регулирования $Г$, т. е. наибольшее необходимое изменение усиления приемника системой АРУ, согласно обозначениям, принятым в табл. 11-1, определяется неравенством

Таблица 11-1

Класс приемника		Высший	I	II	III	IV
Глубина автоматической регулировки	$D = \frac{U_{вх\ max}}{U_{вх\ min}}$	1000	100	20	20	20
	$B = \frac{U_{вых\ max}}{U_{вых\ min}}$	2,5	4	3,16	4	4
Глубина ручной регулировки		1000	316	316	100	100

$$Г \geq K_{max}/K_{min} = U_{вых\,min}/U_{вх\,min} : U_{вых\,max}/U_{вх\,max} = Д/B = Г_{к1} Г_{к2} \ldots Г_{кn}. \qquad (11\text{-}1)$$

Глубина регулирования одного каскада

$$Г_к = K_{0к\,max}/K_{0к\,min}$$ (11-2)

определяется изменением коллекторного тока транзистора, от которого зависит проводимость прямой передачи под воздействием регулирующего напряжения:

$$q_{min} = I_{К\,min}/I_{К\,max}.$$ (11-3)

Минимальный коллекторный ток должен в 85—100 раз превышать обратный коллекторный ток, а максимальный обычно берут не более 2—3 мА, так как при больших токах глубина регулирования мало увеличивается из-за чрезмерно больших значений проводимостей транзисторов, снижающих максимальное усиление каскада, а мощность питания регулируемых каскадов возрастает.

Сопротивление фильтра АРУ определяется неравенством

$$R_{ф.\,ару} \geq (5 \div 20)/g_{11о},$$ (11-4)

в котором $g_{11о}$ — входная проводимость транзистора при нулевом управляющем напряжении, т. е. при $I_{К\,max}$.

Для обеспечения требуемой глубины регулирования сопротивление эмиттерного резистора вычисляют по неравенству [5]

$$R_э \leq \frac{1}{N} - \frac{R_{ф.\,ару}}{h_{21э}},$$ (11-5)

где

$$h_{21э} = h_{21б}/(1 - h_{21б})$$ (11-6)

— коэффициент передачи тока транзистора;

$$N = \frac{I_{К\,max}}{U_у}(1-q) = \frac{I_{К\,max}}{U_2 K_у}(1-q)$$ (11-7)

— коэффициент управления коллекторного тока. Здесь U_2 — максимальная амплитуда входного напряжения выпрямителя АРУ;

$$K_у = U_у/U_2$$ (11-8)

— коэффициент передачи цепи управления и $U_у$ — управляющее напряжение, подводимое непосредственно к управляемым каскадам.

Емкость фильтра АРУ вычисляется по неравенству

$$C_{ф.\,ару} \geq 5 \div 10/(F_н R_{ф.\,ару}).$$ (11-9)

Глубина регулирования усиления каскадов определяется формулами, приведенными в табл. 11-2. Если усиление предыдущего каскада воздействию регулируемого каскада не подвергается, то он не влияет на глубину регулирования последующего каскада и

$$Г_{к.\,пред} = 1.$$ (11-22)

Таблица 11-12

Регулируемый каскад	Условия работы смежных каскадов		
	Усиление последующего каскада		Усиление предыдущего каскада подвергается воздействию регулируемого каскада
	не регулируется	регулируется	
Резонансный усилитель	$\Gamma'_к = 1 + \frac{(g + p_2^2 g_{11\,max})(1/q - 1)}{g_{э\,max}}$ (11-10)	$\Gamma''_к = 1 + \frac{g\,(1/q - 1)}{g_{э\,max}}$ (11-11)	$\Gamma_{к.пред} = 1 - \frac{(g + p_2^2 g_{22\,пред})(1 - q)}{g_{э\,max\,пред}}$ (11-12)
Резистивный усилитель	$\Gamma'_к = 1 + \frac{(1/R + g_{11\,max})(1/q - 1)}{G_{эк}}$ (11-13)	$\Gamma''_к = 1 + \frac{1/q - 1}{R G_{эк}}$ (11-14)	$\Gamma_{к.пред} = 1 - \frac{g_{11}(1 - q)}{G_{эк}}$ (11-15)
Усилитель с двумя связанными контурами	$\Gamma'_к = \frac{1}{q}\sqrt{\frac{1 - p_1^2 g_{22\,max}}{g_{1э\,max}}(1 - q)}$ (11-16)	$\Gamma''_к = 1 + \frac{g'_2}{g_{2э\,max}}\left(\frac{1}{q} - 1\right)$ (11-17)	$\Gamma_{к.пред} = \sqrt{\frac{g_{э\,min}}{g_{2э\,max}}}$ (11-18)
Усилитель с ФСС	$\Gamma'_к = 1/q$ (11-19)	$\Gamma''_к = 1/q$ (11-20)	$\Gamma_{к.пред} = 1$ (11-21)

Когда усиление последующего и предыдущего каскадов регулируется, то глубина регулирования рассматриваемого каскада определяется равенством

$$Г_к = Г''_к Г_{к.пред},\qquad (11\text{-}23)$$

а если усиление последующего каскада не регулируется, то

$$Г_к = Г'_к Г_{к.пред}.\qquad (11\text{-}24)$$

Коэффициент усиления высокочастотного тракта приемника, с выхода которого подводится сигнал на вход выпрямителя АРУ, можно записать уравнениями:

$$K_{0вч} \approx U_{вых.пр}/E_A = U_2/E_A = K_{нрг} K_{1рег} K_{2рег} \dots K_{Nрег}.\qquad (11\text{-}25)$$

Задаваясь различными значениями U_2, удовлетворяющими параметру АРУ B из табл. 11-1 и уравнению (11-1), можно найти глубину регулирования каждого каскада. При этом для определения значения параметра q, соответствующего новому значению U_2, используется равенство

$$q = 1 - NU_2K_у/I_{K\,max}.\qquad (11\text{-}26)$$

По полученным значениям определяют коэффициенты усиления этих каскадов

$$K_{i\,рег} = \frac{K_{i\,рег\,max}}{Г_{кi}}.\qquad (11\text{-}27)$$

Подставляя эти значения в (11-25), находим $K_{0\,вч}$, а по его значению и напряжению U_2 — соответствующий им входной сигнал приемника E_A. После этого строят амплитудную характеристику приемника как зависимость U_2 от E_A. При этом наибольшее значение напряжения U_2 не следует брать более 2—3 В. При больших амплитудах входной сигнал последнего каскада усилителя промежуточной частоты может оказаться более 0,1 В, что увеличит нелинейные искажения сигнала.

Простая АРУ. Рассмотрим особенности выбора элементов простой системы АРУ на примере.

Пример 11-1. Рассчитать параметры простой АРУ, если в переносном приемнике ($F_н$ = 150 Гц) регулируется усиление двух каскадов УПЧ, соответствующих примеру 7-2. В предшествующем им каскаде селективной системой служит ФСС. Усиление нерегулируемых каскадов высокочастотного тракта равно 3. Диод выпрямителя АРУ типа Д9В.

Принимаем $I_{K\,min} = 100 \cdot 3 = 300$ мкА, $I_{K\,max} = 2{,}5$ мА и по формуле (11-3) получаем $q_{min} = 0{,}3/2{,}5 = 0{,}12$. Проводимости Y_{21}, g_{11} и g_{22} в первом приближении прямо пропорциональны I_K, а емкость C_{12} мало зависит от него. Поэтому согласно табл. П-1-1 для максимального коллекторного тока принимаем: $Y_{21} = 2{,}5 \cdot 0{,}035 = 0{,}087$ См; $g_{11} = 1$ мСм; $g_{22} = 25$ мкСм и $C_{12} = 1$ пФ.

Минимальная полоса пропускания каскадов будет при максимальном регулирующем напряжении, и для него следует выбирать коэффициенты включения. В этом случае по формуле (2-66) получаем $K'_{0\,уст} = \sqrt{\frac{2(1-0{,}9)\,0{,}12 \cdot 0{,}087}{6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 10^{-12}}} = 27$ (для нулевого управляющего напря-

жения $K_{0\,уст}=78$). Из первой формулы (7-17) вычисляем $p_1=$ $=\sqrt{\frac{0{,}0000298}{0{,}12\cdot 0{,}000025}\left(\frac{0{,}0245}{0{,}012}-1\right)}=3{,}2$ Принимаем $p_1=1$ и находим необходимую проводимость на выходе транзистора $g'_{22}=0{,}0000298\times$ $\times(0{,}0245/0{,}012-1)=0{,}00003$ См. Необходимо добавить шунтирующую проводимость $g_ш=0{,}00003-0{,}12\cdot 0{,}000025=0{,}0000274$ См, чему соответствует $R_ш=36\,500$ Ом. Принимаем $R_ш=36$ кОм ($g_ш=$ $=0{,}0000278$ См). Затухание контура с шунтом по (6-23) получится $\delta'_1=\frac{(0{,}0000298+0{,}0000278)}{0{,}0000298}\,0{,}012=0{,}0232$. По второй формуле (7-17) находим $p_2=\sqrt{\frac{0{,}0000298}{0{,}12\cdot 0{,}001}\left(\frac{0{,}0245}{0{,}012}-1\right)}=0{,}51$. При этих коэффициентах для максимального регулирующего напряжения будем иметь $g_{1э\,min}=g_{2э\,min}=\frac{0{,}0245}{0{,}012}\,0{,}0000298=0{,}000061$ См и согласно (7-14) минимальный коэффициент усиления каскада $K_{0\,min}=(0{,}5\cdot 1\cdot 0{,}51\cdot 0{,}12\times$ $\times 0{,}087)/0{,}000061=44$, что больше устойчивого. Поэтому снизим второй коэффициент включения до значения $p_2=\frac{27}{44}\,0{,}51=0{,}31$. Для обеспечения необходимого эквивалентного затухания при максимальном регулирующем напряжении к контуру должна подключаться шунтирующая проводимость $g_{ш2}=0{,}000061-0{,}31^2\cdot 0{,}12\cdot 0{,}001=$ $=0{,}000018$ См ($R_ш=56$ кОм), чему соответствует

$$\delta'_2=\frac{(0{,}0000298+0{,}000018)}{0{,}0000298}\,0{,}012=0{,}0192.$$

При нулевом управляющем напряжении по аналогии с (6-23) получим $g_{1э\,max}=0{,}0000298+0{,}0000278+0{,}000025=0{,}000082$ См и $g_{2э\,max}=0{,}0000298+0{,}000018+0{,}31^2\cdot 0{,}001=0{,}000144$ См. При различных эквивалентных проводимостях контуров в (7-14) следует подставлять их среднеквадратичное значение [4], т. е. $K_{0\,max}=0{,}5\cdot 1\times$ $\times 0{,}31\cdot 0{,}087/(0{,}000082\cdot 0{,}000144)=124$, что в 1,6 раза больше устойчивого. Поэтому снизим второй коэффициент включения до значения $p_2=\frac{78}{124}\,0{,}31=0{,}19$. При этом потребуется $R_{ш2}=36$ кОм ($\delta'_2=0{,}0232$). Произведя расчеты, аналогичные сделанным, получим $g_{2э\,max}=$ $=0{,}000084$ См, а усиление каскада при максимальном и нулевом управляющем напряжениях будет 16,3 и 98. Максимальному усилению согласно (2-66) соответствует $k_у=0{,}84$, что допустимо. Поэтому окончательно принимаем $p_1=1$, $p_2=0{,}19$, $R_{ш1}=R_{ш2}=36$ кОм и $g'_1=g'_2=$ $=0{,}0000576$ См.

По (11-6) получаем $h_{21э}=0{,}993/(1-0{,}993)=142$. Выбираем по (11-4) $R_{ф.\,ару}=(5\div 20)/0{,}001=5000\div 20\,000$ Ом. Принимаем резистор сопротивлением 12 кОм. Емкость конденсатора фильтра по (11-9) $C_{ф.\,ару}=(5\div 10)/(150\cdot 12\,000)=(3\div 6)\cdot 10^{-6}$ Ф. По табл. П-3-2 берем конденсатор емкостью 5 мкФ.

Полагаем $U_{2\,max}=2$ В. Коэффициент передачи цепи управления простой АРУ практически равен $K_д$ выпрямителя АРУ. Примем его равным 0,8. Коэффициент управления вычисляем по (11-7) $N=$ $=\frac{25\cdot 10^{-4}}{2\cdot 0{,}8}(1-0{,}12)=0{,}00138$ См.

Сопротивление эмиттерного резистора согласно неравенству (11-5) $R_э \geq 1/0.00138 - 12\,000/142 = 639$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем резистор сопротивлением 560 Ом. Остальные элементы схемы питания транзистора рассчитываются по методике § 3-2. Эти расчеты выполнялись во многих примерах и здесь опущены. Перед первым регулируемым каскадом стоит ФСС и изменение параметров первого регулируемого каскада не меняет усиления предыдущего каскада. Поэтому согласно (11-23) и (11-17) получаем для первого каскада $Г_{к1} = Г''_{к1} = 1 + \frac{0,0000576}{0,000084}\left(\frac{1}{0,12} - 1\right) = 6,03$. Для второго каскада с учетом (11-24), (11-18) и (11-16) имеем $Г_{к2} = Г'_{к2} = \frac{1}{0,12}\sqrt{1 - \frac{1^2 \cdot 0,000025}{0,000082}(1 - 0,12)} = 7,13$. По формуле (11-2) минимальное усиление каскадов будет $K_{01} = 98/6,03 = 16,3$ и $K_{02} = 98/7,13 = 13,7$. Для принятого $U_2 = 2$ В из (11-25) получаем $E_А = 2/(3 \cdot 16,3 \cdot 13,7) = 0,003$ В. Результаты аналогичных расчетов для других значений напряжения U_2 приведены в табл. 11-3. Кривая *1* на рис. 11-1 изображает амплитудную характеристику высокочастотного тракта приемника с простой АРУ. Сравнение данных табл. 11-1 и 11-3 показывает, что рассчитанная система простой АРУ удовлетворяет требованиям к приемникам I—IV классов.

Таблица 11-3

Система АРУ	U_2, В	2	1,75	1,5	1,1	1	0,75	0,5
Простая	$E_А$, мкВ	3000	760	320	113	80	50	26
Задержанная	$E_А$, мкВ	1860	467	202	72	58	33	17,3
Задержанная и усиленная	$E_А$, мкВ	—	—	—	6380	497	58	17,3
Задержанная с диодом	$E_А$, мкВ	—	—	15 000	320	79	43	20

Задержанная АРУ. Вариантов построения схем задержанной АРУ достаточно много. В некоторых приемниках II—IV классов в качестве выпрямителя АРУ используется диодный детектор приемника. Подведение к нему небольшого напряжения задержки (около 0,3—0,4 В) не приводит к существенному увеличению нелинейных искажений и позволяет исключить применение отдельной катушки связи и диода из схемы приемника. Однако в приемниках I и высшего классов для системы АРУ применяется отдельный выпрямитель. Один из вариантов такой схемы, обладающей рядом преимуществ, показан на рис. 11-2. Диод $Д_1$ используется в схеме детектора приемника. К нему подводится от катушки связи $L_{св1}$ выходное напряжение УПЧ. Диод $Д_2$ работает в качестве выпрямителя АРУ. К нему подводится напряжение промежуточной частоты U_2. При одинаковых параметрах $L_{св1}$ и $L_{св2}$ получается $U_2 = U_{mпр}$. Напряжение задержки создается на резисторе $R'_э$. Подбирая его значение, можно получить требуемое напряжение задержки

$$E_з = I_{К\,max} R'_э. \quad (11\text{-}28)$$

Достоинством такого способа получения $E_з$ является то, что при увеличении сигнала и управляющего напряжения уменьшается ток коллектора транзистора, а значит, и напряжение задержки, что повышает управляющее напряжение и глубину регулирования каскада.

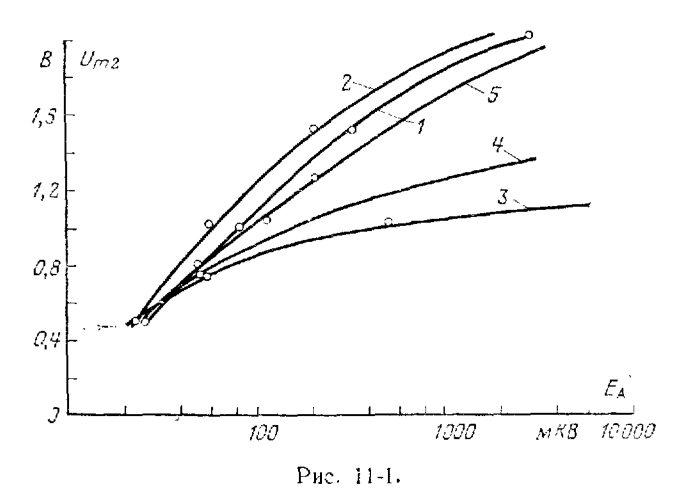


Рис. 11-1.

При стабильном напряжении $E_з$ с ростом управляющего напряжения уменьшается падение напряжения на эмиттерном резисторе, а это способствует увеличению усиления каскада и противодействует работе системы АРУ.

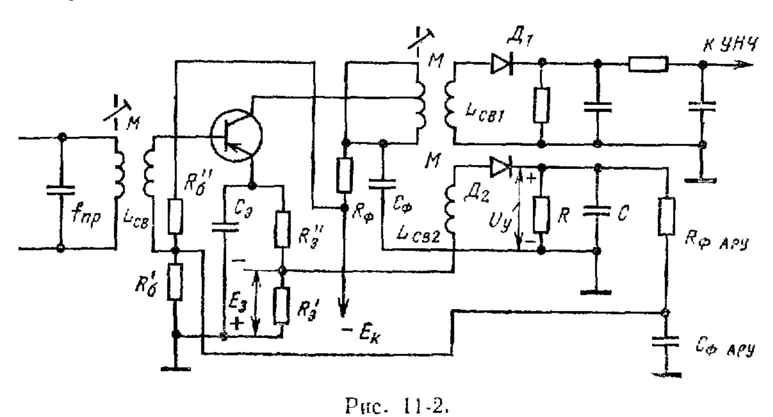


Рис. 11-2.

Управляющее напряжение в данной схеме определяется уравнением

$$U_у = (U_2 - E_з) K_{д2} = (U_2 - U_{R_э'}) K_{д2}. \qquad (11\text{-}29)$$

Если $|E_з| \geq U_2$, то в цепи диода $Д_2$ ток не протекает и управляющее напряжение будет равно нулю.

Требуемый в данной схеме коэффициент управления определяется формулой

$$N = \frac{I_{К\,max}[1 - q_{min}(1 - K_д)]}{K_д\left(U_{2\,max} + q_{min} I_{К\,max} \frac{R_{ф.\,ару}}{h_{21э}}\right)}. \qquad (11\text{-}30)$$

При замене (11-8) на (11-29) формула для определения параметра q в зависимости от напряжения U_2 записывается так:

$$q = \frac{I_{К\,max} - K_{д2} N U_2}{I_{К\,max}(1 - NR'_э K_{д2})}. \qquad (11\text{-}31)$$

Из этого выражения следует, что при

$$U_2 > \frac{I_{К\,max}}{NK_{д2}} = U_{2\,пред} \qquad (11\text{-}32)$$

получается $q \leq 0$. Согласно (11-3) это может быть лишь при $I_{К\,min} \leq 0$. А это означает, что система АРУ при таких значениях U_2 должна закрыть транзистор регулируемого каскада. В этом случае сигнал на вход выпрямителя АРУ не должен поступать и управляющего напряжения не должно быть. При таком условии ток транзистора должен быть максимальным. Данное несоответствие является результатом того, что вывод формулы (11-30) производился с определенными допущениями, которые позволяют вести расчеты лишь для $U_2 < 0{,}9U_{2\,пред}$. Если напряжение задержки постоянно, то в (11-30) следует вместо U_2 подставить $U_2 - E_з$.

Расчет амплитудной характеристики аналогичен расчету для простой АРУ, но начинают ее с минимального значения сигнала

$$U_{2\,min} = E_з, \qquad (11\text{-}33)$$

увеличивая ступенями до значений, примерно равных $(0{,}8—0{,}9)U_{2\,пред}$.

Пример 11-2. Рассчитать систему задержанной АРУ по исходным данным примера 11-1 так, чтобы она удовлетворяла требованиям к переносному приемнику I класса.

По (11-32) находим $U_{2\,пред} = 0{,}0025/(0{,}00138 \cdot 0{,}8) = 2{,}26$ В. Возьмем $U_{2\,max} = 0{,}88U_{2\,пред} = 0{,}88 \cdot 2{,}26 = 2$ В. Согласно табл. 11-1 для приемников I класса $U_{2\,min} = U_{2\,max}/4 = 2/4 = 0{,}5$ В. На основании (11-33) находим $E_з = 0{,}5$ В. По (11-28) должно быть $R'_э = 0{,}5/(25 \times 10^{-4}) = 200$ Ом. Следовательно, $R''_э = 360$ Ом.

При $U_{2\,min}$ система АРУ еще не работает, $q = 1$, $Г_{к1} = Г_{к2} = 1$ и согласно (11-25) $E_A = 0{,}5/(3 \cdot 98 \cdot 98) = 173 \cdot 10^{-7}$ В. Возьмем $U_2 = 0{,}75$ В. Для него согласно (11-31) $q = \dfrac{0{,}0025 - 0{,}8 \cdot 0{,}00138 \cdot 0{,}75}{0{,}0025\,(1 - 0{,}00138 \cdot 200 \cdot 0{,}8)} = 0{,}86$. Этому соответствует согласно (11-23) и (11-17) $Г_{к1} = Г''_{к1} = 1 + \dfrac{0{,}0000576}{0{,}000084}\left(\dfrac{1}{0{,}86} - 1\right) = 1{,}11$, а в соответствии с (11-16) $Г_{к2} = Г'_{к2} = \dfrac{1}{0{,}86}\sqrt{1 - \dfrac{1^2 \cdot 0{,}000025}{0{,}000082}(1 - 0{,}86)} = 1{,}14$. Из (11-27) находим $K_1 =$

$= 98/1,11 = 88$ и $K_2 = 98/1,14 = 85$. По (11-25) вычисляем $E_Д = 0,75/(3 \cdot 88 \cdot 85) = 0,000033$ В. Результаты аналогичных расчетов для других значений напряжения U_2 приведены в табл. 11-3, а кривая 2 на рис. 11-1 изображает амплитудную характеристику приемника с задержанной АРУ. Анализ этой кривой показывает, что действие АРУ удовлетворяет требованиям к приемникам I—IV классов.

Усиленная и задержанная АРУ. В такой АРУ регулирующее напряжение, получающееся на выходе выпрямителя АРУ, усиливается в K_0 раз усилителем постоянного тока, т. е.

$$U_у = U_2 K_д K_0. \qquad (11\text{-}34)$$

Требуемый коэффициент управления, параметр q и $U_{2\,пред}$ в данном случае рассчитываются по формулам (11-30) — (11-32) при добав-

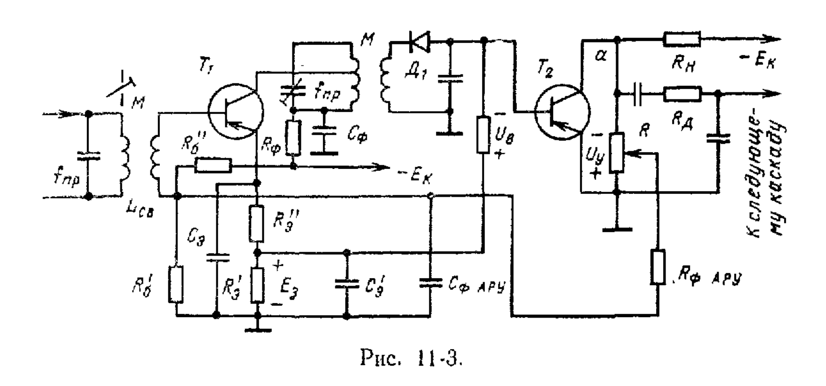


Рис. 11-3.

лении к $K_д$ множителя K_0. Для добавочного усилителя системы АРУ обычно используется один из транзисторов трактов низкой или промежуточной частоты, что позволяет уменьшить число транзисторов в приемнике. Значение K_0 обычно берут не более 3—5. При больших значениях управляющее напряжение становится весьма большим, что приводит к работе транзисторов регулируемых каскадов в режиме, близком к запиранию, и сопровождается большим уровнем нелинейных искажений. Расчет системы выполняется аналогично расчету задержанной АРУ. На рис. 11-3 приведен один из вариантов схемы, в котором дополнительный усилитель построен на транзисторе первого каскада низкочастотного тракта T_2. При увеличении амплитуды сигнала возрастает постоянная составляющая напряжения детектора $U_в$. Она увеличивает коллекторный ток транзистора T_2 и отрицательный потенциал точки a уменьшается, что эквивалентно увеличению на базе регулируемого каскада закрывающего управляющего напряжения. Следовательно, усиление регулируемого каскада уменьшается.

В табл. 11-3 приведены основные характеристики системы, рассчитанные по исходным данным примера 11-2 при $K_0 = 2$. Анализ табл. 11-3 и рис. 11-1 показывает, что при 100-кратном повышении входного сигнала и $U_{2\,min} = 0,5$ В выходной сигнал изменяется для простой АРУ в 4 раза, для задержанной — в 3,9, а для задержанной и усиленной лишь в 2,1 раза.

11-3. Расчет АРУ при регулируемых межкаскадных связях

На рис. 11-4 приведена наиболее часто применяемая схема АРУ с регулируемой межкаскадной связью. Выходное напряжение первого каскада с верхней половины катушки связи $L_{св}$ подводится ко входу второго каскада через разделительный конденсатор $C_б$ и диод $Д_3$. Емкость конденсатора выбирается в соответствии с неравенствами:

$$C_б > \frac{10}{f_{пр}}\left(g_{вх2} + \frac{1}{R_3}\right) \quad и \quad C_б > 100C_{вх2}. \qquad (11\text{-}35)$$

При этом его проводимость на частоте сигнала оказывается много больше входной проводимости второго каскада ($g_{вх2} + 1/R_3$). Резистор

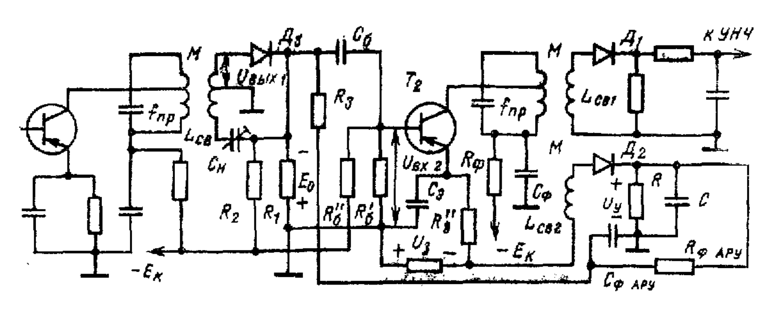


Рис. 11-4.

R_3 предотвращает замыкание входа второго каскада для токов частоты сигнала конденсатором фильтра АРУ. Его сопротивление выбирают по неравенству

$$R_3 < 0{,}25/g_{вх2}. \qquad (11\text{-}36)$$

За счет деления между проводимостью диода $Д_3$ и входной проводимостью второго каскада входное напряжение второго каскада определяется уравнением

$$U_{вх2} = \frac{g_{д3}}{g_{д3} + |Y_{вх2}|}\,U_{вых1}. \qquad (11\text{-}37)$$

Здесь

$$|Y_{вх2}| = \sqrt{(g_{вх2} + 1/R_3)^2 + \omega_{пр}^2 C_{вх2}^2}. \qquad (11\text{-}38)$$

Если проводимость диода $Д_3$ уменьшать с ростом сигнала, то можно добиться достаточно постоянного значения $U_{вх2}$, что и требуется от системы АРУ. Система АРУ, приведенная на рис. 11-4, задержанная. Когда управляющее напряжение системы АРУ равно нулю, на аноде диода $Д_3$ имеется положительное напряжение E_0 на резисторе R_1, составляющем вместе с резистором R_2 делитель напряжения источника питания $E_к$:

$$R_1 = E_0/I_п; \qquad R_2 = E_к/I_п - R_1. \qquad (11\text{-}39)$$

где $I_п$ — ток делителя напряжения. Его обычно берут равным 0,3—0,8 мА. При $E_0 > 0{,}3 \div 0{,}8$ В проводимость диода $Д_3$ (см. табл. П-1-6)

бывает более 10 мСм, что обычно больше входной проводимости второго каскада. Согласно (11-37) при этом $U_{вх2} \approx U_{вых1}$, что соответствует максимальному усилению первого каскада. Поэтому напряжение E_0 обычно берут равным 0,8—1,2 В.

При работе выпрямителя АРУ управляющее напряжение подается на диод $Д_3$ и уменьшает его проводимость. При $|U_у| > |E_0|$ активная составляющая проводимости диода $Д_3$ становится малой. За счет этого согласно (11-37) $U_{вх2} \ll U_{вых1}$, т. е. усиление первого каскада с учетом переходной цепочки будет малым, что и требуется от работы системы АРУ. Но диод $Д_3$ кроме активной составляющей проводимости имеет еще и емкостную. При закрытом диоде она определяет передачу сигнала на вход второго каскада. Чтобы уменьшить прохождение сигнала с нижнего конца катушки связи через нейтрализующую емкость $C_н$, на вход второго каскада подводится сигнал в противофазе с сигналом, проходящим через емкостную составляющую диода. Емкость диода зависит от приложенного к нему постоянного напряжения $|U_у - E_0|$. Поэтому нельзя добиться полной нейтрализации сигнала через емкостную проводимость диода при всех значениях управляющего напряжения. Емкость конденсатора $C_н$ подбирают обычно экспериментально по минимуму прохождения сигнала при максимальном управляющем напряжении.

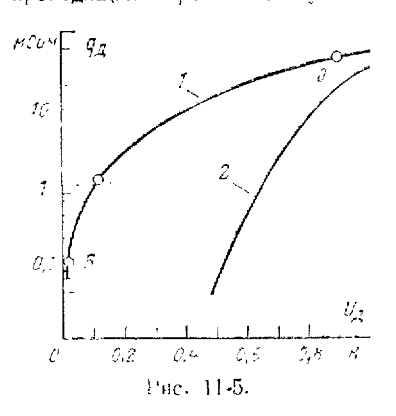


Рис. 11-5.

На рис. 11-5 приведены зависимости проводимости диодов Д9Ж (кривая 1) и Д106А (кривая 2) от приложенного напряжения. Из-за емкостной составляющей проводимости диода погрешность расчета по (11-37) возрастает. Она меньше (5—10 %), если выполняется неравенство

$$g_{д\,min} \geq 5b_д = 5\omega_{пр} C_д. \qquad (11\text{-}40)$$

Поэтому максимальное управляющее напряжение определяется по графикам на рис. 11-5 при выполнении неравенства

$$U_{у\,max} \leq E_0 - U_{д\,min}. \qquad (11\text{-}41)$$

Обозначим проводимость диода при нулевом управляющем напряжении через $g_{д0}$ и через $g_{д\,min}$ при максимальном управляющем напряжении. Глубина регулирования усиления первого каскада будет:

$$Г_к = \frac{g_{д0}}{g_{д\,min}} \frac{g_{д\,min} + |Y_{вх2}|}{g_{д0} + |Y_{вх2}|}. \qquad (11\text{-}42)$$

Пример 11-3. Рассчитать элементы схемы и характеристики задержанной АРУ с регулируемой межкаскадной связью, если каскады соответствуют примеру 7-1, а регулируемый диод Д9Ж ($C_д = 1$ пФ). Режим работы выпрямителя АРУ соответствует примеру 11-2.

Полагаем, что предыдущий каскад настроен на частоту 38,5 МГц. Минимальную активную проводимость диода определяем по (11-40): $g_{д\,min} \geqslant 5 \cdot 6{,}28 \cdot 385 \cdot 10^5 \cdot 10^{-12} = 0{,}0012$ См. Этой проводимости по кривой *1* на рис. 11-5 (точка *А*) соответствует напряжение на диоде $U_{д\,min} = 0{,}115$ В. Примем $E_0 = 0{,}9$ В. По кривой *1* на рис. 11-5 (точка *О*) ему соответствует $g_{д0} = 43$ мСм. Из (11-36) $R_э < 0{,}25/0{,}0038 = 66$ Ом (принимаем 62 Ом). По (11-38) получаем $Y_{вх2} = \sqrt{(0{,}016 + 0{,}0038)^2 + (6{,}28 \cdot 385 \cdot 10^5 \cdot 36 \cdot 10^{-12})^2} = 0{,}0217$ См. Глубина регулирования усиления согласно (11-42) $Г_к = \frac{0{,}043}{0{,}0012}\,\frac{0{,}0012 + 0{,}0217}{0{,}043 + 0{,}0217} = 12{,}6$. Максимальное управляющее напряжение вычисляем по равенству (11-41): $U_{у\,max} = 0{,}9 - 0{,}115 = 0{,}785$ В. Для этого максимальное входное напряжение выпрямителя АРУ согласно (11-29) должно быть $U_{2\,max} = 0{,}785/0{,}8 + 0{,}5 = 1{,}48$ В.

Из неравенств (11-35) вычисляем $C_б \geqslant \frac{5}{385 \cdot 10^5}\left(0{,}0038 + \frac{1}{62}\right) = 52 \cdot 10^{-10}$ Ф и $C_б \geqslant 100 \cdot 36 = 3600$ пФ (берем конденсатор емкостью 5600 пФ). Примем ток потенциометра равным 0,5 мА. По (11-39) получим $R_1 = 0{,}9/0{,}0005 = 1800$ Ом и $R_2 = 9/0{,}0005 - 1800 = 16\,200$ Ом (выбираем резисторы сопротивлением 1,8 и 16 кОм).

Амплитудную характеристику рассчитываем по следующей методике. Задаемся $U_2 = 0{,}75$ В $> E_1$ и из (11-29) вычисляем соответствующее ему управляющее напряжение $U_у = (0{,}75 - 0{,}5) \cdot 0{,}8 = 0{,}2$ В. Заменяя в (11-41) $U_{д\,min}$ на $U_д$ и $U_{у\,max}$ на $U_у$, находим напряжение на диоде $U_д = 0{,}9 - 0{,}2 = 0{,}7$ В. По кривой *1* (рис. 11-5) ему соответствует $g_д = 27$ мСм. Подставляя это значение вместо $g_{д\,min}$ из (11-42), находим $Г_к = \frac{0{,}043}{0{,}027}\,\frac{0{,}027 + 0{,}0217}{0{,}043 + 0{,}0217} = 1{,}2$. По (11-27) вычисляем усиление каскада $K' = 7{,}8/1{,}2 = 6{,}5$. Предположим, что регулируется усиление двух одинаковых каскадов, а коэффициент усиления нерегулируемых каскадов равен 415. Тогда по (11-25) получаем $E_A = 0{,}75/(415 \cdot 6{,}5 \cdot 6{,}5) = 0{,}000043$ В. Результаты аналогичных расчетов для других значений напряжения сигнала на входе выпрямителя АРУ приведены в табл. 11-3, а на рис. 11-1 им соответствует кривая *4*.

Пример 11-4. Рассчитать резистивный каскад, который должен быть первым в усилителе для примеров 11-1 и 11-2.

По (2-66) получаем $K_{0\,уст} = \sqrt{\frac{0{,}2\,(1 - 0{,}9)\,0{,}087}{6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 10^{-12}}} = 77$. Полагая $C_{м1} = C_{м2} = 3$ пФ, вычисляем по (4-5) $C_{эк} = 4 + 3 + 3 = 50$ пФ. Из (6-17) находим

$$R_к = \frac{1}{\sqrt{(0{,}087/77)^2 - (6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 5 \cdot 10^{-11})^2}} = \frac{1}{0{,}0009 - 0{,}000025} = 5050 \text{ Ом}.$$

При заданном $I_{к0}$ получится $U_{R_к} = 0{,}0025 \cdot 5050 = 12{,}6$ В, что больше $E_к$ и не приемлемо. Положим $R_ф = 100$ Ом.

В примере 11-1 получено $R_э = 560$ Ом. Из уравнения (3-17) находим $U_{R_к} = E_к - U_к - U_{R_э} - U_{R_ф} = 12 - 5 - 0{,}0025 \cdot 560 - 0{,}0025 \times 100 = 5{,}325$ В. Следовательно, $R_к = 5{,}325/0{,}0025 = 2130$ Ом (берем

резистор сопротивлением 2,2 кОм). Из (3-20) получаем $U'_{R_б} = 1,4 + 0,22 = 1,62$ В. Сопротивление $R_{ф.\ ару}$ в примере 11-1 получено равным 12 кОм. Чтобы цепь АРУ существенно не изменяла режим работы транзистора регулируемого каскада, должно выполняться неравенство $R'_б < (0,1 \div 0,2) R_{ф.\ ару}$. Поэтому возьмем $R'_б = 2,2$ кОм. Согласно (3-21) этому соответствует $I_п = 1,62/2200 = 0,000735$ А. По (3-23) вычисляем $R''_б = \frac{12 - 1,62}{(735+7) \cdot 10^{-6}} = 14\,100$ Ом (берем резистор сопротивлением 15 кОм).

Из (4-4) получаем $G_{эк} = 0,000025 + 0,000455 + 0,0009 + 0,000011 + 0,000013 = 0,0014$ См. Вычисляем по (6-16)

$$K_0 = \frac{0,087}{\sqrt{0,0014^2 + (6,28 \cdot 465\,000 \cdot 5 \cdot 10^{-11})^2}} = 61.$$

Пользуясь неравенством (3-19), находим $C_ф \geq (10 \div 20)/(465\,000 \cdot 100) = (22 \div 44)\,10^{-8}$ Ф и $C_э \geq (10 \div 20)/(465\,000 \cdot 560) = (4 \div 8) \cdot 10^{-8}$ Ф (берем конденсаторы емкостью 0,33 и 0,068 мкФ). Полученные параметры элементов схемы каскада будут справедливы для каскадов, рассчитанных в примерах 6-8 и 6-9, поскольку их усиление регулируется системой АРУ.

Глава двенадцатая

РАСЧЕТ РУЧНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ И НАСТРОЕК

12-1. Исходные данные и задачи расчета

В ГОСТ для радиовещательных приемников задается: глубина ручного регулирования усиления (см. табл. 11-1). При расчете структурной схемы приемника определяются: схема и место включения ручных регуляторов громкости и полосы пропускания (тембра) и минимальное значение верхней граничной частоты $F_{в\,min}$; длина шкалы настройки $l_ш$; число делений шкалы $R_ш$ и замедление верньерного устройства $З_в$; управляющее напряжение $U_у$ для электрической перестройки контуров радиотракта и гетеродина.

Задачами расчета являются выбор и расчет параметров управляющего и других элементов схем ручных регуляторов и расчет характеристик регуляторов и проверка их соответствия заданным значениям.

12-2. Расчет ручного регулятора громкости

В большинстве современных приемников ручной регулятор громкости (РРГ) выполняют с помощью потенциометра $R_р$, включаемого параллельно нагрузочному резистору R (рис. 12-1) одного из каскадов низкочастотного тракта. Часто этим каскадом служит детектор. С целью уменьшения шунтирующего действия входной проводимости следующего каскада ($g_{вх2}$ и $C_{вх2}$) на нагрузочный резистор предыдущего каскада между каскадами включается добавочный резистор $R_д$, роль которого и методика определения его сопротивления рассмотрены в § 2-7.

Обозначим через $aR_р$ сопротивление потенциометра $R_р$ между его подвижным контактом и полюсом, соединенным с шасси. При этом входное напряжение следующего каскада определится равенством

$$U_{вх2} = U_{вых1} \frac{aR_р}{[R_д + (1-a) R_р](g_{вх2} a R_р + 1) + aR_р}. \qquad (12\text{-}1)$$

Обычно выполняется неравенство

$$R_р + R_д \gg R. \qquad (12\text{-}2)$$

Для малых уровней громкости, когда $a < 0{,}01$, справедливы неравенства:

$$g_{вх2} R_р a \ll 1 \quad \text{и} \quad g_{вх2} R_р \gg 1. \qquad (12\text{-}3)$$

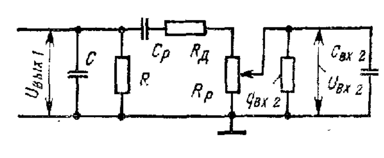


Рис. 12-1.

В случае выполнения неравенств (12-2) и (12-3) при заданной глубине регулирования усиления $Г$ сопротивление регулирующего потенциометра определяется равенством

$$R_р \approx \frac{R_д}{R_д g_{вх2} a_{min} Г \dfrac{(R_д + R) g_{вх2} + 1}{R_д g_{вх2}} - 1}. \qquad (12\text{-}4)$$

При использовании потенциометров с логарифмическим законом изменения сопротивления значение a_{min} может быть принято равным 0,0002—0,001.

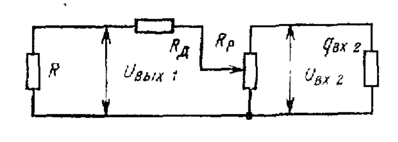


Рис. 12-2.

Пример 12-1. Определить полное сопротивление потенциометра РРГ применительно к приемнику *I* класса на рис. 12-1; $Г = 317$, используя данные примера 2-24, примем $g_{вх2} = 0{,}0014$ См.

Положим $a_{min} = 0{,}0003$ и по (12-4) получим:

$$R_р \approx \frac{15\,000}{15\,000 \cdot 0{,}0014 \cdot 0{,}0003 \cdot 317 \dfrac{(15 + 3{,}6)\,1000 \cdot 0{,}0014 + 1}{15\,000 \cdot 0{,}0014 + 1} - 1} = $$

$$= 5550 \text{ Ом}.$$

Номинальные сопротивления потенциометров соответствуют табл. П-3-1 при погрешности изготовления $\pm 20\,\%$. Поэтому принимаем потенциометр с максимальным сопротивлением 10 кОм.

В некоторых приемниках (ВЭФ, „Родина-68" и др.) потенциометр РРГ включается по схеме, изображенной на рис. 12-2. Для нее

$$U_{вх2} = U_{вых1} \frac{aR_р R_{вх2}}{(R_р + R_{вх2}) R_д + aR_р [(1-a) R_р + R_{вх2}]}. \qquad (12\text{-}5)$$

При выполнении неравенств (12-3) для этой схемы можно записать:

$$R_р \approx \Gamma\,(R_д g_{вх2} + 1)/g_{вх2} - R_д/a \qquad (12\text{-}6)$$

Пример 12-2. Выбрать потенциометр РРГ для схемы на рис. 12-2 по исходным данным примера 12-1.

По (12-6) получаем $R_р \approx 317\,(15\,000 \cdot 0{,}0014 + 1)/0{,}0014 - 15\,000/0{,}0003 = -45 \cdot 10^6$ Ом. Обеспечение заданного Γ при $R_р < 0$ показывает, что он реализуем при любом сопротивлении $R_р$. Положив $R_р = 100$ кОм, из (12-6) получаем $\Gamma = \dfrac{0{,}0014\,(15\,000 + 0{,}0003 \cdot 10^5)}{0{,}0003\,(15\,000 \cdot 0{,}0014 + 1)} = 3180$, что значительно больше требуемого. Следовательно, РРГ по схеме на рис. 12-2 обеспечивает бо́льшую глубину регулирования по сравнению со схемой на рис. 12-1.

12-3. Расчет регулятора полосы пропускания

1. *Регулятор тембра* выполняется в одном из каскадов низкочастотного тракта включением параллельно нагрузочной проводимости регулирующей цепочки $C_р - R_р$ (рис. 12-3). Ее параметры определяются формулами:

$$C_р = C_{эк}\,(F_в/F_{в\,min} - 1); \qquad (12\text{-}7)$$

$$R_р \geq \sqrt{\frac{C_р - 0{,}01C_{эк}}{0{,}4C_{эк}F_в^2C_р^2}}, \qquad (12\text{-}8)$$

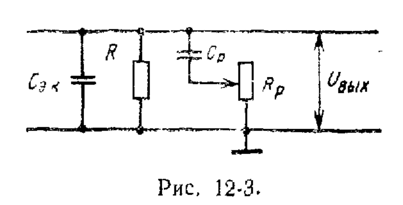


Рис. 12-3.

где $C_{эк}$ — эквивалентная емкость, включенная параллельно нагрузочной проводимости каскада, в котором включен регулятор.

Пример 12-3. Выбрать параметры цепочки регулятора полосы пропускания применительно к каскаду, рассчитанному в примере 4-1, чтобы получить $F_{в\,min} = 2{,}5$ кГц.

По формуле (12-7) получаем $C_р = 20\,420\,(12/2{,}5 - 1) = 77\,600$ пФ (выбираем конденсатор емкостью 0,082 мкФ). Из (12-8) вычисляем $R_р \geq \sqrt{\dfrac{82 \cdot 10^{-9} - 0{,}01 \cdot 2042 \cdot 10^{-11}}{0{,}4 \cdot 2042 \cdot 10^{-11} \cdot 12^2 \cdot 10^6 \cdot 82^2 \cdot 10^{-18}}} = 3300$ Ом (выбираем потенциометр сопротивлением 3,3 кОм).

2. *Регуляторы полосы пропускания* высокочастотного тракта осуществляются в тракте промежуточной частоты, поскольку в нем настройка колебательных контуров постоянная. При использовании в качестве селективных систем пар связанных контуров регулировка осуществляется за счет изменения коэффициента связи между контурами. При трансформаторной связи это достигается механическим перемещением одной контурной катушки относительно другой, при внешнеемкостной связи — за счет применения подстроечного конденсатора для создания связи между контурами. В первом приближении минимальные коэффициенты связи и емкости конденсатора связи определяются неравенствами:

$$k_{min} \approx k\Pi_{min}/\Pi_{max}; \qquad C_{св\,min} \approx C_{св}\Pi_{min}/\Pi_{max}. \qquad (12\text{-}9)$$

Если селективными системами тракта промежуточной частоты служат одиночные контуры, регулировать полосу пропускания можно подключением к одному или нескольким контурам управляемых диодов. При $П_{max}$ диоды должны иметь максимальную проводимость, т. е. быть открытыми. Для обеспечения $П_{min}$ диоды закрываются управляющим напряжением. Поэтому контуры регулируемой полосы пропускания рассчитываются на получение минимальной полосы пропускания, т. е. для каждого из них начальное эквивалентное затухание должно быть

$$\delta_э = \frac{П_{min}}{f_{пр}} \psi_1(n). \tag{12-10}$$

Максимальная проводимость диода определяется равенством

$$g_{д\,max} = g_э (П_{max}/П_{min} - 1), \tag{12-11}$$

где $g_э$ — эквивалентная проводимость контура при минимальной полосе пропускания, т. е. при эквивалентном затухании, определяющемся формулой (12-10).

Усиление регулируемого каскада для обеспечения чувствительности приемника определяется для максимальной полосы. При минимальной полосе пропускания оно возрастет в $П_{max}/П_{min}$ раз. За счет действия АРУ это изменение усиления в большей части будет скомпенсировано.

Пример 12-4. Выбрать диоды и определить режим их работы для расширения полосы пропускания до 30 кГц каскада, рассчитанного в примере 7-2. Такое расширение полосы пропускания может потребоваться для приема сигналов местных станций при $F_в = 12$ кГц.

Определяем полосу пропускания каскада из (7-2): $П_к = 13\,000 \times 0{,}88 = 11\,450$ Гц. По формуле (12-11) получаем $g_{д\,max} = 61 \times 10^{-6} (30/11{,}45 - 1) = 99 \cdot 10^{-6}$ См. Выберем диод Д9Ж. По кривой *1* (см. рис. 11-5) находим, что этой проводимости соответствует напряжение на аноде диода 0,015 В (точка *Б* на кривой). Следовательно, управляющее напряжение диода должно изменяться в интервале 0—0,015 В.

12-4. Расчет элементов шкалы и верньерного устройства

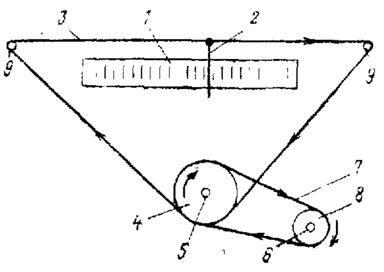


Рис. 12-4.

В настоящее время шкалы радиовещательных приемников делают линейными. Перед шкалой *1* (рис. 12-4) движется визир *2*, закрепленный на тросике *3*, связанном со шкивом *4*, который насажен на ось роторов блока конденсаторов переменной емкости *5*. Если длина шкалы $l_ш$, то диаметр шкива *4* должен определяться равенством

$$D_4 = 2l_ш/\pi. \tag{12-12}$$

Ручкой настройки, насаженной на ось *6*, сравнительно легко перестраивать приемник на частоту соседней станции при повороте на

10—15°. Вращение ручки настройки передается к оси роторов с помощью тросика *7*, связывающего шкивы *4* и *8*. При числе делений шкалы $Ч_ш$ диаметр шкива *8* определяется уравнением

$$D_8 = \frac{12 \div 18}{Ч_ш} D_4. \tag{12-13}$$

Диаметры роликов *9*, обеспечивающих натяжение тросика *3*, не играют принципиальной роли и выбираются из конструктивных удобств (обычно 8—12 мм).

Пример 12-5. Вычислить параметры элементов шкалы и верньера, если длина шкалы 150 мм, а число ее делений равно 100.

По (12-12) и (12-13) находим $D_4 = 2 \cdot 0{,}15/3{,}14 = 0{,}0955$ м и $D_8 = \frac{12 \div 18}{100} 0{,}0955 = 0{,}012 \div 0{,}017$ м. Чем меньше D_8, тем легче осуществить настройку.

12-5. Расчет элементов схем питания управляемых диодов

На рис. 8-8 приведен один из вариантов подключения управляющего диода *Д* параллельно колебательному контуру для подстройки его частоты. На рис. 12-5 показано подключение диода с целью управления полосой пропускания. Резисторы $R'_д$ и $R''_д$ обеспечивают исходное напряжение E_0 на аноде диода. Для этого их сопротивления должны быть:

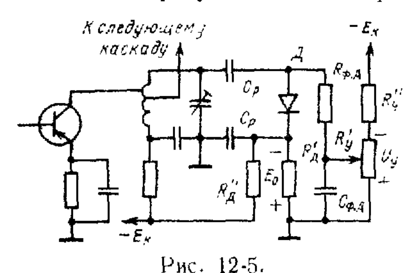


Рис. 12-5.

$$R'_д = E_0/I_п$$

и
$$R''_д = (E_к - E_0)/I_п. \tag{12-14}$$

Емкости конденсаторов $C_р$ и $C_{ф.д}$ определяются из (3-19) при соответствующих заменах $R_э$ на $1/g_{д\,max}$ и $R_{ф.д}$. Сопротивление резистора фильтра диода должно удовлетворять неравенству

$$R_{ф.д} \geqslant \frac{15 \div 30}{g_{э\,min}}, \tag{12-15}$$

в котором $g_{э\,min}$ — минимальная эквивалентная проводимость контура. Сопротивления резисторов, создающих управляющее напряжение, выбирают по равенствам:

$$R'_у = 1{,}4\,\frac{U_{у\,max}}{I_п}; \qquad R''_у = \frac{E_к - 1{,}4U_{у\,max}}{I_п}. \tag{12-16}$$

В (12-14) и (12-16) $I_п$ — ток делителей напряжения. Его обычно берут равным 0,4—0,8 мА. Запирающее напряжение диода определяют из неравенства

$$U_з \geqslant -|2U_{m\,max}|, \tag{12-17}$$

где $U_{m\,max}$ — максимальная амплитуда сигнала на контуре. Максимальное управляющее напряжение для диода должно быть:

$$U_{у\,max} = U_з + E_0 . \quad (12\text{-}18)$$

Пример 12-6. Определить параметры элементов схемы управляемого диода для схемы на рис. 12-5 применительно к данным примера 12-4. Будем считать $E_к = 9$ В, $f_{min} = 465$ кГц, $U_{m\,max} = 10$ мВ.

В данном случае за исходное состояние принимаем режим получения максимальной полосы пропускания. Поэтому $E_0 = 0{,}015$ В. Полагаем $I_п = 0{,}5$ мА и согласно (12-14) находим $R'_д = 0{,}015/0{,}0005 = 30$ Ом и $R''_д = (9-0{,}015)/0{,}0005 = 18\,000$ Ом (принимаем резисторы сопротивлением 30 Ом и 18 кОм).

При узкой полосе пропускания диод должен быть закрыт. Из (12-17) $U_з \geqslant -|2\cdot 0{,}01| = -0{,}02$ В. Выбираем с некоторым запасом $U_з = -0{,}2$ В. Согласно (12-18) получим $U_{у\,max} = |0{,}2| + |0{,}015| = 0{,}215$ В. По формулам (12-16) вычисляем $R'_у = 1{,}4\cdot 0{,}215/0{,}0005 = 600$ Ом и $R''_у = (9-1{,}4\cdot 0{,}215)/0{,}0005 = 17\,400$ Ом. По табл. П-3-1 выбираем потенциометр и резистор сопротивлением 680 Ом и 18 кОм. Из (12-15) получаем $R_{ф.\,д} = (15\div 30)/0{,}000061 = (24\div 48)\cdot 10^4$ Ом (берем резистор сопротивлением 330 кОм). Из (3-19) находим $C_р \geqslant \frac{10\div 20}{465\,000} 99\cdot 10^{-6} = (2\div 4)\cdot 10^{-9}$ Ф и $C_{ф.\,д} \geqslant (10\div 20)/(465\,000 \times 33\cdot 10^4) = (7\div 14)\cdot 10^{-11}$ Ф. Принимаем конденсаторы емкостью 3300 и 100 пФ соответственно.

Глава тринадцатая

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА 1 КЛАССА

13-1. Исходные данные

Характеристики и требования к радиовещательным приемникам определяются ГОСТ 5651-76. В табл. 13-1 приведены основные характеристики переносного приемника I класса с питанием от автономного источника, которые необходимы для расчета. Задачи расчета приемников сформулированы в § 1-1. В последующем расчет структурной схемы, каскадов и характеристик приемника выполняется для трех поддиапазонов: 1 (или 2), 11 и 12, существенно различающихся применяемыми антеннами, чувствительностью, селективностью и типами необходимых в высокочастотном тракте транзисторов. Расчет элементов схемы каскадов для остальных поддиапазонов может быть выполнен аналогично.

13-2. Расчет структурной схемы

Расчет выполнен в соответствии с рекомендациями и методиками гл. 2 по приведенным в ней примерам.

1. *Граничные частоты* поддиапазонов определены в примере 2-2 и приведены в табл. 2-2.

Таблица 13-1

Основные характеристики		Поддиапазоны 1	2	3—11	12
Чувствительность при выходной мощности 50 мВт (для приемников с $P_{вых}$ 150 мВт — 5 мВт) при отношении сигнал/шум, дБ	со входа внешней антенны не хуже, мкВ	150 (20)	150 (20)	100 (20)	10 (26)
	при внутренней магнитной антенне не хуже, мВ/м	1 (20)	0,7 (20)	0,3	0,015
Селективность	Ослабление сигнала при расстройке на ±10 кГц не менее, дБ	40	40	16	—
	Ослабление сигналов зеркального канала не менее, дБ	40	36	14	22
	Усредненная крутизна ската характеристики селективности (при ослаблениях 2—26 дБ) не менее, дБ/кГц	—	—	—	0,2
Промежуточная частота, МГц		0,465 ± 0,002	0,465 ± 0,002	0,465 ± 0,002	6,5 ± 1; 8,1 ± 1; 10,7 ± 1
Полоса пропускания, кГц		—	—		120—180
Действие АРУ	Изменение входного сигнала более, дБ	40	40	40	—
	Изменение выходного сигнала не более, дБ	12	12	12	—
Неравномерность кривой верности по звуковому давлению 14 дБ в диапазоне модулирующих частот, кГц		0,15—4	0,15—4	0,15—4	0,15—12
Коэффициент гармоник не более, %, при $m = 0{,}8$ ($m = 0{,}5$) или при $\Delta f = 50$ кГц для ЧМС в интервале частот 200—400 Гц		8 (7)	8 (7)	8 (7)	5

Примечания: 1. Напряжение автономного источника питания номинальное 9 или 12 В, минимальное 5,6 или 7,2 В. 2. Среднее номинальное звуковое давление не менее 4·10[illegible] Па. 3. Ослабление расстройки ±9 кГц измеряется на частотах сигнала 0,25, 1,12 и 69 МГц; 4. Ручная регулировка громкости не менее 50 дБ. 5. Эффективность работы ограничителя амплитуды при приеме ЧМС не ниже 16 дБ. 6. Чувствительность со входа звукоснимателя при $R_{вх} = 0{,}5$ МОм не ниже 0,25 В. 7. Ослабление сигналов с промежуточной частотой не ниже 34 дБ. 8. Потребляемая энергия от автономного источника питания при 30 % выходной мощности не более 2 Вт.

2. *Расчет структурной* схемы низкочастотного тракта приведен в примерах 2-4 и 2-5, а результаты записаны в табл. 13-2.

Таблица 13-2

Каскад	Транзистор	Характеристика каскада		Потребляемый ток, мА	Сопротивление источника сигнала, Ом	Амплитуда входного сигнала, В
		Схема	Режим			
Выходной	ГТ403Б	Двухтактная	АВ	95,6	648	7,1
Предвыходной	МП41А	Однотактная	А	7	2400	0,25
Второй	МП41А	Однотактная	А	2,5	3900	0,025
Первый	МП41А	Однотактная	А	2,5	3900	0,005

3. *Полоса пропускания* приемника рассчитана в примере 2-6. Основные результаты расчета приведены в табл. 2-6.

4. *Выбор типа транзисторов и схем первых каскадов* приемника для поддиапазона 12 выполнен в п. 1 § 2-5. Рассмотрено десять вариантов построения радиотракта, состоящего из одноконтурной входной цепи и резонансного каскада усилителя радиосигнала (см. табл. 2-9). Приемник построен на транзисторе ГТ313Б по схеме с ОЭ.

Для поддиапазонов 3—11 эта задача решена в п. 2 § 2-5. Рассмотрено 14 вариантов (см. табл. 2-11).

В поддиапазонах 1 и 2 используется ферритовая антенна; решение задачи выполнено в п. 3 § 2-5. Рассмотрено пять вариантов (см. табл. 2-13). Для поддиапазонов 1—11 в усилителе радиосигнала признано целесообразным использовать транзистор ГТ308В по схеме с ОЭ.

5. *Селективные системы тракта промежуточной частоты* приемника определены в примере 2-20.

6. *Выбор схемы и расчет детектора АМС* выполнены в примере 2-24.

7. *Возможные характеристики дифференциального детектора и транзисторного ограничителя* определены в примерах 2-28 и 2-30, а дробного детектора — в примере 2-29.

8. *Выбор типа транзисторов и числа каскадов тракта промежуточной частоты* для приема АМС выполнен в примере 2-25 (см. табл. 2-16). В примере 2-31 эта задача решена для приема ЧМС (см. табл. 2-20).

9. *Проверка осуществимости регулировок усиления* выполнена в примере 2-26 (для АРУ) и в примере 12-2 (для РРГ). Системой АРУ достаточно регулировать усиление двух каскадов: каскада УРС и первого каскада УПЧ при приеме АМС, первого и третьего каскадов при приеме ЧМС.

10. На основании принятых ранее решений *структурная схема приемника* должна соответствовать рис. 13-1. Здесь: *1* — входная цепь с одиночным контуром для поддиапазона 12; *2* — резонансный УРС для поддиапазона 12 на транзисторе ГТ313Б по схеме с ОЭ эмиттером; *3* — преобразователь частоты для поддиапазона 12 с четырехконтурным ФСС на транзисторе ГТ313Б с совмещенным гетеродином; *4* — входная цепь с одиночным контуром для поддиапазонов 1—11; *5* — резонансный УРС для приема АМС на транзисторе ГТ308В по схеме с ОЭ

и первый каскад УПЧ по схеме с ОЭ с двумя связанными контурами при приеме ЧМС; *6* — блок ПЧ на транзисторе ГТ308В с отдельным гетеродином и ФСС типа ПФ1П-2 при приеме АМС, а также второй резистивный каскад УПЧ при приеме ЧМС по схеме с ОЭ; *7* — гетеродин для преобразователя частоты при приеме АМС; *8* — электронный стабилизатор напряжения для питания 2, 3, 6 и 7-го каскадов; *9* — первый каскад УПЧ (резистивный) при приеме АМС на транзисторе ГТ308В по схеме с ОЭ эмиттером и третий каскад (резистивный) УПЧ при приеме ЧМС на том же транзисторе и по той же схеме; *10* — второй каскад УПЧ при приеме АМС с двумя связанными контурами на транзисторе ГТ308В и ограничитель амплитуды при приеме ЧМС; *11* — дифференциальный детектор ЧМС на диодах Д2Е; *12* — последовательный детектор АМС нв диоде Д9Е; *13* — первый резистивный каскад

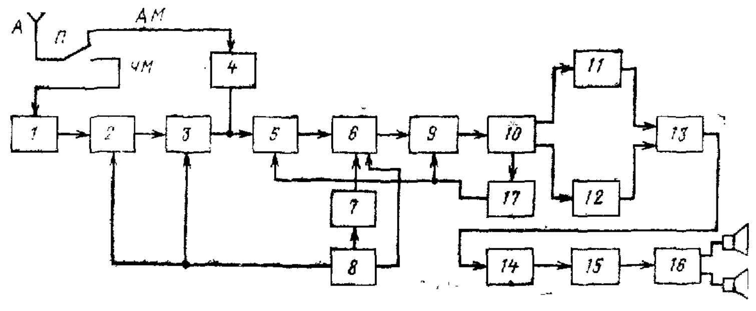


Рис. 13-1.

УНЧ на транзисторе МП41А; *14* — второй резистивный каскад УНЧ на транзисторе МП41А; *15* — предвыходной инверсный каскад УНЧ на транзисторе МП41А с трансформаторным выходом; *16* — выходной каскад по двухтактной схеме класса АВ с трансформаторным выходом на транзисторах ГТ403Б; *17* — выпрямитель задержанной АРУ на диоде Д9Е.

13-3. Расчет каскадов приемника

Целесообразнее выполнять расчеты каскадов приемников в той же последовательности, что и в предыдущем параграфе, используя полученные характеристики как исходные данные для расчета на базе примеров, приведенных в гл. 1—12.

1. *Окончательный расчет выходного каскада* выполнен в примере 3-3. Схема каскада соответствует рис. 2-7.

2. *Окончательный расчет предвыходного каскада* проведен в примере 4-3 (см. рис. 4-6).

3. *Расчет второго каскада* низкочастотного тракта проведен в примере 4-1 (см. рис. 4-1).

4. *Расчет первого каскада* низкочастотного тракта выполним по методике, примененной в примере 4-1. В качестве первого каскада в § 2-3 выбран транзистор МП41А. Исходными данными для расчета на основании примера 4-1 являются: $R_к = 3{,}9$ кОм, $g_{вх} = 0{,}00156$ См,

$C_{вх} = 0,02$ мкФ, $U_{m вых} = 0,025$ В, $k_г = 0,01$, $M_в = M_н = 1,11$, $E_к = 12$ В.

Согласно (4-8) вычисляем $R_ф \approx (0,1 \div 0,2)\,3900 = 390 \div 780$ Ом (выбираем резистор сопротивлением 680 Ом). Если на поле выходных характеристик транзистора (см. рис. 4-2) провести из точки $E_к = 12$ В нагрузочную характеристику 7 под углом, соответствующим сопротивлению в цепи коллектора $3900 + 680 = 4580$ Ом, то она пересечет характеристики в сугубо криволинейных участках, что приведет к работе каскада с большими нелинейными искажениями. Поэтому целесообразно уменьшить сопротивление нагрузки постоянному току до 2,83 кОм ($R_к = 2,4$ кОм и $R_ф = 430$ Ом). Этому сопротивлению соответствует прямая 2, принятая в расчете второго каскада. Выбираем рабочую точку в точке A_1. Следовательно, характеристики транзистора в исходной рабочей точке будут такими же, как в примере 4-1, а сопротивления и емкости элементов схемы (см. рис. 4-1) сохранят значения, соответствующие примеру 4-1.

По уравнению (4-4) вычисляем $G_{вк} = 1/6700 + 1/2400 + 0,00156 = 0,00213$ См. Полагая $C_{м1} = C_{м2} = 10$ пФ, из (4-5) находим $C_{эк} = 400 + 10 + 20\,000 + 10 = 20\,440$ пФ. Проходная характеристика транзистора данного каскада будет также соответствовать рис. 4-3. Амплитуда выходного напряжения каскада должна составлять 0,025 В. На основании рассуждений, аналогичных проведенным в примере 4-1, амплитуда входного сигнала каскада должна быть меньше 0,12 В в $1,47/0,02 = 59$ раз, т. е. $U_{m вх} = 0,12/59 = 0,002$ В, а коэффициент гармоник $k_г = 0,05/59 = 0,0008$, что меньше допустимого, и отрицательную обратную связь применять не требуется. Входной сигнал рассчитываемого каскада в $0,005/0,002 = 2,5$ раза меньше минимального входного сигнала низкочастотного тракта. Таким образом, в этом тракте имеется запас усиления в 2,5 раза и пересчета каскадов не требуется.

5. *Расчет детектора АМС* проведен в примерах 2-24 и 9-1 (см. рис. 2-16).

6. *Расчет дифференциального детектора ЧМС* выполнен в примерах (2-28) и 9-2 (см. рис. 9-1).

7. *Ограничитель амплитуды* рассчитан в примерах 2-30 и 10-2. Его выходное напряжение на коллекторном контуре 7,25 В, а коэффициент передачи частотного детектора 0,016. Следовательно, при максимальной девиации частоты согласно (2-143) $U_{m\Omega\,max} = 7,25 \cdot 0,016 = 0,116$ В, при девиации частоты 0,3 максимальной оно будет $U_{m\Omega\,0,3} = 0,3 \cdot 0,116 = 0,034$ В, что в 6,5 раза больше необходимого. Таким образом, детекторы и низкочастотный тракт приемника рассчитаны правильно.

8. *Расчет входной цепи* для поддиапазона 12 выполнен в примере 5-1 (см. рис. 5-2), а для поддиапазона 11 (см. рис. 5-3) в примере 5-2. Для поддиапазона 2 входная цепь совместно с ферритовой антенной рассчитана в примере 5-4 (см. рис. 5-8, *а*).

9. *Расчет усилителя радиосигнала* поддиапазона 2 выполнен в примере 6-8. Схема каскада соответствует рис. 6-1, *а*. Для поддиапазона 11 расчет каскада дан в примере 6-9 (см. рис. 6-1, *а*), а для поддиапазона 12 — в примере 6-10 (см. рис. 6-2). В табл. 13-3 даны сводные данные для ВЦ и каскада УРС. Сравнение данных табл. 13-3 и табл. 13-1 показывает, что селективность по зеркальному каналу выше требуемой. Но селективность по промежуточной частоте в начале поддиапазона 2 (аналогично в конце поддиапазона 1) в $50/25,8 = 1,9$ раза меньше требуемой. Поэтому в УРС поддиапазонов 1—11 следует включить фильт-

Таблица 13-3

Поддиапазон	Частота, МГц	Характеристика ВЦ					Характеристика УРС				
		$K_{о,\,вц}$	$\delta_э$	$d_{пр}$	$d_э$	$d_с$	$K_о$	$\delta_э$	$d_{пр}$	$d_э$	$d_с$
2	0,515	3	0,059	5,1	60	1,41	11,9	0,039	5,1	60	1,41
	0,92	2,7	0,073	19,7	18	1,05	44	0,067	22,8	22,5	1,045
	1,64	1,5	0,133	24,4	7,1	1,05	39,4	0,134	24,2	7	1,04
11	25,85	1,58	0,02	2770	3,7	1,005	9,75	0,0131	4250	5,73	1,005
12	70,75	0,3	0,102	81,5	4,78	1,005	4,9	0,0284	292	16,7	1,005

Продолжение табл. 13-3

Поддиапазон	Частота, МГц	Характеристика радиотракта					Внутренняя антенна $h_а$, мм	$K_{пч}$	$U_{вых,\,пч}$, мкВ	
		$K_о$	П, кГц	$d_{пр}$	γ	$d_с$			Внешняя антенна	Внутренняя антенна
2	0,515	209	12	25,8	3600	1,99	5,3	1,76	36 800	1370
	0,92	119	61	450	465	1,1	9,6	1,76	19 800	1400
	1,64	56	219	590	49,7	1,09	17,1	1,76	9900	1180
11	25,85	15,4	420	10 000	21,2	1,01	600	0,36	556	—
12	70,75	1,47	2120	23 800	79,5	1,01	—	21,8		323

рующую цепочку из последовательно включенных $C_{пр}$ и $L_{пр}$, показанную на рис. 6-1, *а*. Она образует последовательный колебательный контур, настроенный на частоту 465 кГц элементом подстройки индуктивности катушки. Затухание этого контура должно быть возможно меньшим. Если $f_{пр} < f_с$, то индуктивность катушки фильтрующего контура должна удовлетворять неравенству $L_{пр} \leqslant L/(\delta_{пр} d_{пр})$, в котором $d_{пр}$ — необходимое добавочное ослабление сигналов с промежуточной частотой и L — индуктивность катушки сигнального контура. В нашем случае $d_{пр} = 50/25{,}8 = 2$ и при $\delta_{пр} = 0{,}01$ получим $L_{пр} < 0{,}00024/(0{,}01 \cdot 2) = 0{,}012$ Гн. С запасом возьмем $L_{пр} = 0{,}001$ Гн, а по формуле (2-101) находим $C_{пр} = 1/(6{,}28^2 \cdot 465\,000^2 \cdot 0{,}001) = 117 \times 10^{-12}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 120 пФ). Если $f_{пр} > f_с$, следует пользоваться неравенством $L_{пр} \leqslant 1/(\delta_{пр} d_{пр} \omega_{пр}^2 C_{э\,max})$, в котором $C_{э\,max}$ — эквивалентная емкость сигнального контура.

10. *Расчет преобразователя частоты* поддиапазона 2 выполнен в примере 8-1, а для поддиапазона 11 — в примере 8-2. Схема каскада приведена на рис. 8-1.

Для поддиапазона 12 расчет преобразователя проведен в примерах 8-4 и 8-5 (см рис. 8-8).

11. *Расчет усилителя напряжения промежуточной частоты* для приема АМС выполнен в примерах 7-2 и 11-4. Его коэффициент усиления $61 \cdot 49 = 3000$. Минимальное выходное напряжение преобразователя частоты АМС согласно табл. 13-3 равно 556 мкВ. Следовательно, входное напряжение детектора АМС будет $U_{вх.\ д} = 0{,}000556 \cdot 3000 = 1{,}7$ В. Нормальное значение входного напряжения детектора в примере 2-24 принято равным 0,6 В. Таким образом, в худшем случае запас усиления будет $a_{амс} = 1{,}7/0{,}6 \approx 2{,}9$.

Расчет усилителя напряжения промежуточной частоты для ЧМС осуществлен в примерах 2-31, 6-7 и 7-3. Усиление двух каскадов — первого и третьего регулируется системой АРУ. Для них согласно примеру 11-2 $I_{к0} = 2{,}5$ мА и наибольшее усиление, равное устойчивому, будет 18,1. Коэффициент усиления усилителя равен $18{,}1 \cdot 11{,}5 \cdot 18{,}1 \approx \approx 3760$. Следовательно, согласно табл. 13-3 амплитуда сигнала на входе ограничителя амплитуды будет $U_{нх.\ о.\ а} = 323 \cdot 10^{-6} \cdot 3760 = 1{,}21$ В, а запас усиления (см. пример 10-2) $a_{чмс} = 1{,}21/0{,}2 = 6$.

Проверим требуемую селективность. По штрихпунктирной кривой *1* с двумя точками (см. рис. 2-14) находим $\xi_{d_c}/\xi_{d_п}$ для уровней 2 и 20 — точки *Б* и *В* на кривой. Абсциссы этих точек равны соответственно 1,15 и 2,4, что соответствует абсолютным расстройкам $0{,}5П \cdot 1{,}15 = 0{,}5 \cdot 180 \cdot 1{,}15 \approx 104$ и $0{,}5 \cdot 180 \cdot 2{,}4 = 216$ кГц. Интервал частот между абсциссами точек *Б* и *В* будет $216 - 104 = 112$ кГц, а средняя крутизна спада кривой селективности получится $20/112 = 0{,}178$ дБ/кГц, т. е. меньше требуемой.

Для увеличения крутизны ската один из резисторных каскадов заменим каскадом с двумя связанными контурами. Их полоса пропускания должна быть на 5—10 % шире полосы пропускания ФСС, чтобы они не сужали существенно результирующую полосу пропускания тракта. Примем ее равной 190 кГц. Из табл. 2-12 находим $\psi_з(1) = 0{,}71$ и по формуле (7-1) вычисляем $\delta_э = 190\,000 \cdot 0{,}71/8\,400\,000 = 0{,}0161$. Абсолютным расстройкам 104 и 216 кГц будут соответствовать $\xi_{d_c}/\xi_{d_п}$, т. е. $104/95 = 1{,}1$ и $216/95 = 2{,}27$. На штриховой кривой *1* (см. рис. 2-14) находим точки *Б″* и *В″*, соответствующие этим абсциссам. Для них ослабления равны 1,59 и 5,25, что дает добавочное ослабление в том же интервале частот в $5{,}25/1{,}59 = 3{,}3$ раза или на 10,4 дБ. Средняя крутизна ската кривой селективности тракта будет $(20 + 10{,}4)/112 = = 0{,}27$ дБ/кГц, что больше требуемой.

Селективные системы каскадов — УРС при приеме АМС, транзистор которого используется в первом каскаде УПЧ тракта ЧМС, и преобразователь частоты при приеме АМС, транзистор которого применяется во втором каскаде УПЧ, — существенно различаются. Поэтому при переходе с приема ЧМС на прием АМС в этих каскадах с помощью переключателя диапазонов должны заменяться селективные системы. Для тракта промежуточной частоты ЧМС данные каскады целесообразно строить по резисторной схеме.

В каскадах УПЧ тракта АМС селективными системами служат два связанных контура. Последний каскад тракта промежуточной частоты ЧМС является ограничителем амплитуды, за которым находится дифференциальный детектор. Следовательно, в ограничителе амплитуды селективной системой будут два связанных контура, т. е. такая же система, как и в последнем каскаде тракта АМС. В этом случае каскад согласно данным § 2-12 может быть построен без коммутации нагрузок. Но в рабочем режиме ограничителя коллекторное напряжение должно быть пониженным. Для этого при переходе на прием АМС сопротивле-

ние резистора $R_{к1}$ в схеме на рис. 9-1 должно быть увеличено так, чтобы $E'_{к0} = U_{КЭ} + I_{к0}R_ф = 5 + 10^{-3} \cdot 10^{-3} = 6$ В. Его сопротивление должно определяться формулой

$$R'_{к1} = \frac{(E'_{к0})^2 R_{к2}}{E'_{к0}(E_к - E'_{к0}) - E'_{к0}R_2 I_{к0}}.$$

В нашем случае с учетом данных примера 10-2 получим $R'_{к1} = \frac{6^2 \cdot 910}{6(12-6) - 6 \cdot 910 \cdot 10^{-3}} = 1075$ Ом. Сопротивление резистора $R_{к1} = 680$ Ом. Значит, при переходе на прием АМС к нему следует добавлять 1075 — 680 = 395 Ом (берем резистор сопротивлением $R_{к.доб} = 390$ Ом). Коммутацию в схеме потенциометра питания цепи коллектора можно представить рис. 13-2. При приеме АМС ключ *П* должен размыкаться. В одном из каскадов тракта ЧМС необходимо иметь селективной системой два связанных контура при критической связи. Если это третий каскад, то его транзистор при приеме АМС будет использоваться в первом каскаде УПЧ тракта АМС. Следовательно, и этот каскад можно выполнить без коммутации селективных систем.

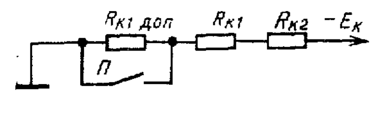


Рис. 13-2.

Таким образом, принимаем окончательное решение о построении тракта промежуточной частоты ЧМС: первые два каскада — резисторные, третий — с двумя связанными контурами при критической связи. Параметры такого каскада можно взять из примера 7-3. Согласно сказанному ранее его полоса пропускания должна быть 190 кГц, а эквивалентное затухание 0,0161 и эквивалентная проводимость $g_э = \frac{0,0161}{0,01} \times 316 \cdot 10^{-8}$ См. Остальные параметры контура и схемы каскада можно взять, как для каскадов примера 7-3. Но коэффициенты включения контуров по формулам (7-17) должны быть $p_1 = \sqrt{\frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,00011}\left(\frac{0,0161}{0,01} - 1\right)} = 0,132$ и $p_2 = \sqrt{\frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,0009}\left(\frac{0,0161}{0,01} - 1\right)} = 0,0462$. Согласно уравнению (7-14) коэффициент усиления каскада $K_0 = \frac{1}{1+1^2}\frac{0,132 \cdot 0,0462 \cdot 0,035}{509 \cdot 10^{-8}} = 21$, что в 1,82 раза больше устойчивого. Для снижения усиления до устойчивого следует уменьшить коэффициент включения первого контура и взять его равным $p'_1 = 0,131/1,82 = 0,0725$. Для обеспечения нужного эквивалентного затухания первого контура в коллекторной цепи транзистора согласно (7-17) следует иметь проводимость $g'_{22} = \frac{316 \cdot 10^{-8}}{0,0725^2}\left(\frac{0,0161}{0,01} - 1\right) = 368 \cdot 10^{-6}$ См. Для этого в коллекторную цепь следует добавить шунтирующую проводимость $g_ш = g'_{22} - g_{22} = 368 \cdot 10^{-6} - 11 \cdot 10^{-5} = 258 \cdot 10^{-6}$ См. Ей соответствует резистор сопротивлением 3870 Ом (принимаем резистор 3,9 кОм).

12. *Расчет системы задержанной АРУ* выполнен в примере 11-2. Схема выпрямителя АРУ и соединение его с одним из регулируемых каскадов приведены на рис. 11-2.

13. *Расчет ручного регулятора громкости* выполнен в примере 12-2.

14. *Расчет регулятора полосы пропускания низкочастотного тракта* проведен в примере 12-3 (см. рис. 12-3).

13-4. Поверочный расчет основных характеристик приемника

1. *Расчет характеристик селективности* состоит в определении ординат характеристик селективности трактов радиосигнала, промежуточной частоты и всего высокочастотного тракта при одинаковых абсолютных расстройках. Решение этой задачи выполним на ряде примеров.

Пример 13-1. Определить самую широкую и наиболее узкую кривую селективности радиотракта приемника I класса, рассчитанного в § 13-2 и 13-3.

Самая узкая кривая селективности радиотракта имеет место на минимальной рабочей частоте, а наиболее широкая — на максимальной.

Для приема АМС наиболее узкая полоса пропускания радиотракта будет в начале первого, а наиболее широкая — в конце одиннадцатого поддиапазонов. В п. 3 § 2-5 для радиотракта поддиапазона 1 найдены эквивалентное затухание контуров $\delta_{э.с1} = 0,135$ и $f_{min1} = 147$ кГц. В примере 5-2 для поддиапазона 11 определено $\delta_{э.\ вц11} = 0,02$ и в примере 6-9 $\delta_{э.\ урч\ 11} = 0,0159$. Для границы полосы пропускания приемника расстройка $\Delta f = 0,5\,П = 0,5 \cdot 12\,000$ 6000 Гц. По (2-64) вычисляем для начала поддиапазона 1 обобщенную расстройку $\xi = \frac{1}{0,135}\left|\frac{147\,000 - 6000}{147\,000} - \frac{147\,000}{147\,000 - 6000}\right| = 0,615$. Из (2-63) находим ослабление $d = \sqrt{1 + 0,615^2} = 1,17$. Следующие расстройки берем равными 10 кГц (соседний канал), $2П$, $3П$, $5П$, $f_{пр}$ и $f_з = 2f_{пр}$. Результаты аналогичных расчетов приведены в табл. 13-4.

Ослабление в тракте промежуточной частоты вычисляем следующим образом. При расстройке 6 кГц, соответствующей границе полосы пропускания фильтра типа ПФ1П-2, согласно табл. 2-7 получаем $d_{фсс} = 2$, а при расстройке 10 кГц — 100. Обобщенная расстройка для двух связанных контуров тракта промежуточной частоты АМС согласно (2-64) будет $\xi = \frac{1}{0,0245}\left|\frac{465 - 6}{465} - \frac{465}{465 - 6}\right| = 1$. По равенству (7-15) вычисляем соответствующее ей ослабление $d = 0,5\sqrt{(1 + 1^2 - 1^2)^2 + 4 \cdot 1^2} = 1,12$. Общее ослабление в тракте промежуточной частоты будет $d_{пр} = 2 \cdot 1,12 = 2,24$. Перемножая $d_{р.с} \cdot d_{пр}$, получаем ослабление всего приемника для расстройки 6 кГц. Оно равно $1,36 \cdot 2,24 = 3,1$. Результаты аналогичных расчетов для других расстроек приведены в табл. 13-4.

Подобным же образом рассчитывается ослабление во всех элементах тракта ЧМС. При этом для определения ослабления ФСС используется штрихпунктирная кривая *1* с двумя точками (см. рис. 2-14) Результаты расчетов приведены в табл. 13-4.

Из последнего неравенства для $L_{пр}$, приведенного в п. 9 § 13-3, получим для поддиапазона 1 $d_{пр} \geqslant 1/(0,01 \cdot 0,001 \cdot 6,28^2 \cdot 465\,000^2 \cdot 394 \times 10^{-12}) \approx 30$. С учетом этого сравнение данных табл. 13-1, 13-3 и 13-4

Таблица 13-4

Тракт приемника		Частота, МГц	Расстройка, кГц							
			6				10			
			ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник	ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник
АМС	УРС	0,147	1,17	1,17	1,36	3,1	1,44	1,44	2,06	390
		0,417								
		26,6	1	1	1	2,24	1	1		190
	УПЧ	0,465	ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ		ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ	
			2	1,12	2,24		100	1,9	190	

Продолжение табл. 13-4

Тракт приемника		Частота, МГц	Расстройка, кГц									
			24				f_c — 465			930		
			ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник	ВЦ	УРС	Тракт радио	ВЦ	УРС	Тракт радио
АМС	УРС	0,147	2,83	2,83	8	> 26 000	10	10	100	38	38	1440
		0,417					3,7	3,7	13,7	14,1	14,1	200
		26,6	1	1	1	> 3200	2850	3380	$96 \cdot 10^5$	3,6	4,5	16,6
	УПЧ	0,465	ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ							
			> 100	32	> 3200							

Продолжение табл. 13-4

Тракт приемника		Частота, МГц	Расстройка, МГц							
			0,09				0,18			
			ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник	ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник
ЧМС	УРС	74,5	1	1	1	1,55	1	1	1	180
	УПЧ	8,4	ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ		ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ	
			1,4	1,1	1,55		60	3	180	

Продолжение табл. 13-4

Тракт приемника		Частота, МГц	Расстройка, МГц									
			0,54				f_c — 8,4			16,8		
			ВЦ	УРС	Тракт радио	Приемник	ВЦ	УРС	Тракт радио	ВЦ	УРС	Тракт радио
ЧМС	УРС	74,5	1	1	38 000		81	292	23 800	5,6	19,4	109
	УПЧ	8,4	ФСС	Связанные контуры	Тракт ПЧ							
			$>$ 1000	38	$>$ 38 000							

показывает, что все характеристики селективности приемника значительно выше требуемых.

2. *Расчет характеристик чувствительности* покажем на примере поддиапазона 2.

На основании данных п. 11 § 13-3 для средней частоты поддиапазона запас усиления составляет 2,9·1400/556 = 7,2. Следовательно, чувствительность приемника для этой частоты будет $E_{A\,920} = 0{,}7/7{,}2 = 0{,}097$ мВ/м. Для начала и конца поддиапазона с учетом данных табл. 13-3 будем иметь $E_{A525} = \frac{1400}{1370} 0{,}063 = 0{,}064$ мВ/м и $E_{A1610} = 0{,}76$ мВ/м. По полученным данным строят график зависимости чувствительности от частоты для каждого поддиапазона. Так в поддиапазонах 3—11 перекрытие по частоте очень малое, то для них чувствительность вычисляют лишь для средней частоты и графиков не строят. Так, для поддиапазона 11 $E_A = 110/2{,}9 = 34$ мкВ.

3. *Амплитудная характеристика* приемника находится по следующей методике. Покажем это на примере тракта АМС на средней частоте поддиапазона 11. Согласно п. 10 § 13-2 и рис. 13-1 коэффициент усиления нерегулируемых каскадов высокочастотного тракта будет $K_{нер} = K_{0\,вц} K_{0\,пч} K_{0\,пр2} = 1{,}58 \cdot 0{,}36 \cdot 49 = 27{,}8$. При нулевом управляющем напряжении (см. п. 11 § 13-2) усиление регулируемых каскадов $K_{0рег} = 9{,}75 \cdot 61 = 595$. Полагая параметры выпрямителя АРУ соответствующими примеру 11-2, получаем $E_{A0} = 0{,}5/(27{,}8 \cdot 595) = 0{,}000030$ В.

Схема первого регулируемого каскада резонансная, а второго — резисторная. Для первого каскада глубина регулирования определяется уравнением (11-10), а для второго — (11-13). Параметры первого каскада рассчитаны в примере 6-9 ($g = 0{,}0000586$ См, $p_2 = 0{,}066$, $g_{11\,max} = 7$ мСм, $g_э = 0{,}0000989$ См). Поэтому можно записать $\Gamma_{к1} = \Gamma'_{к1} = 1 + \frac{0{,}0000586 + 0{,}066^2 \cdot 0{,}007}{0{,}0000989}\left(\frac{1}{q} - 1\right) = 1 + 0{,}901\left(\frac{1}{q} - 1\right)$. Подставляя сюда значения q из табл. 11-3, окончательно получаем для $U_2 = 0{,}75$ В $\Gamma_{к1} = 1 + 0{,}901\,(1/0{,}86 - 1) = 1{,}145$.

Результаты аналогичных расчетов для других входных напряжений выпрямителя АРУ приведены в табл. 13-5. Параметры второго

Таблица 13-5

Параметр	Напряжение U_2, В						
	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2
$\Gamma_{к1}$	1	1,145	1,351	1,654	2,145	3,14	5,95
K_1	9,75	8,52	7,21	5,9	4,51	3,1	1,64
$\Gamma_{к2}$	1	1,156	1,377	1,7	2,13	3,3	6,31
K_2	61	52,8	44,3	36,8	28,6	18,5	9,68
E_A, мкВ	30	59	112	207	417	1100	4550

каскада рассчитаны в примере 11-4 ($G_{эк} = 0{,}0014$ См, $R_к = 2{,}2$ кОм, $g_{11(2)} = 0{,}0009$ См). Из уравнения (11-13) получаем $\Gamma_{к2} = \Gamma'_{к2} = 1 + (0{,}000455 + 0{,}0009)\,0{,}0014\,(1/q - 1) = 1 + 0{,}965\,(1/q - 1)$. Подстав-

ляя в это равенство значения q из табл. 11-3, находим значения $\Gamma_{к2}$. Они приведены в табл. 13-5. При увеличении выходного напряжения в 4 раза входной сигнал изменяется в 4550/30 = 150 раз, что больше требуемых 100.

Амплитудная характеристика приемника изображена кривой 5 на рис. 11-1. Сопротивление коллекторного резистора в резисторных каскадах трактов АМС и ЧМС одинаково (см. примеры 6-7 и 11-4), следовательно, коммутации нагрузок в коллекторной цепи не требуется.

Такие характеристики, как кривая верности, модуляционная и амплитудная характеристики нелинейных искажений, существенно зависят от свойств громкоговорителя. Поэтому их расчет обычно не производят, а характеристики снимают при испытании приемника.

Подсчитаем общий ток, потребляемый приемником от источника питания при приеме ЧМС. Согласно табл. 13-6 он равен 121,3 мА,

Таблица 13-

Параметр	УРС	ПЧ	УПЧ			ОА	УНЧ			
			1	2	3		1	2	3	4
Потребляемый ток, мА	1,5	1,5	1,056	1,5	1,07	6,9	2,5	2,5	7	95,6

а потребляемая приемником мощность $P_0 = E_{к0} I_{к0} = 12 \cdot 0,1213 = 1,45$ Вт, что меньше допустимых по ГОСТ 2 Вт.

Глава четырнадцатая

РАСЧЕТ ПРИЕМНИКА 2 КЛАССА НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

14-1. Выбор типа интегральных микросхем и обоснование структурной схемы

В настоящее время выпускается несколько модификаций гибридных интегральных микросхем (ИМС) (К-224, К237, К112, К118 и др.). Они включают в себя транзисторы, резисторы с постоянным сопротивлением и конденсаторы малой постоянной емкости. Каждая модификация имеет несколько различных модулей, позволяющих выполнять группу каскадов приемника при добавлении внешне включаемых элементов: колебательных контуров, ФСС, катушек индуктивности, резисторов с переменным сопротивлением и конденсаторов большой емкости (обычно более 1000 пФ).

Наиболее удобной в настоящее время является модификация серии К237. Она позволяет выполнить радиовещательный приемник для приема сигналов в поддиапазонах 1—11 всего на трех модулях. При добавлении еще двух модулей в приемник можно включить поддиапазон 12 [24]. Модуль К2ЖА371 служит для выполнения резистивного усилителя радиосигнала (T_1), балансного преобразователя частоты (T_2 — — T_3), отдельного гетеродина (T_4, T_6) и стабилизатора напряжения для

питания базовых цепей (T_3). Его принципиальная схема приведена на рис. 14-1. Модуль К2ЖА372 (рис. 14-2) предназначен для выполнения усилителя напряжения промежуточной частоты (один каскад резо-

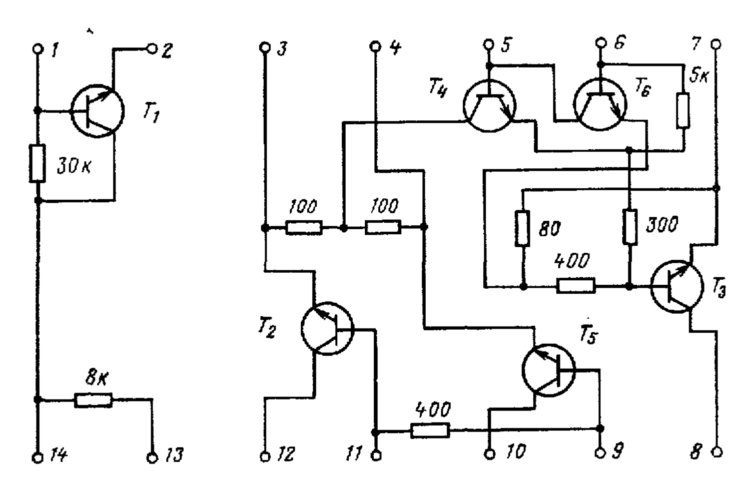


Рис. 14-1.

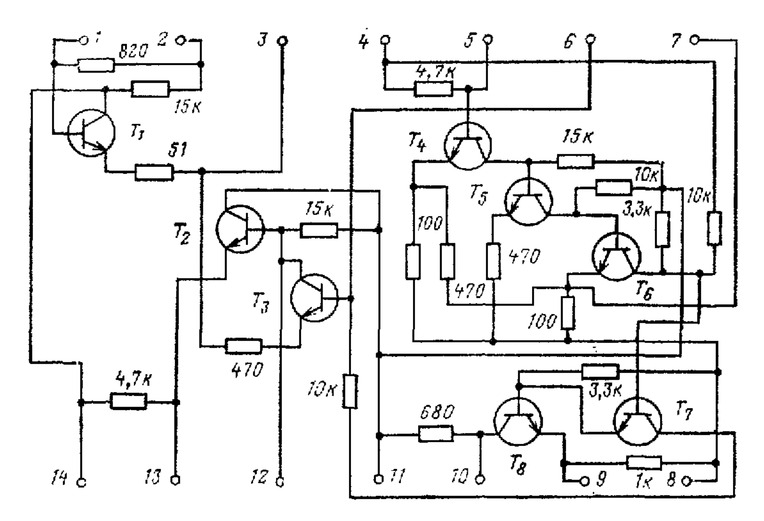


Рис. 14-2.

нансный на транзисторе T_1 и три каскада резистивных на транзисторах T_4, T_5, T_6), транзисторного детектора на двух транзисторах T_7 и T_8, выпрямителя на транзисторе T_3 и усилителя постоянного тока для задержанной и усиленной АРУ (на транзисторах T_3 и T_2).

Модуль типа К2УС371 (рис. 14-3) используется для создания предварительного пятикаскадного усилителя напряжения низкочастотного тракта с однотактным выходом. При добавлении четырех транзисторов, образующих двухтактный бестрансформаторный выходной каскад, получается полная схема низкочастотного тракта приемника (рис. 14-3). С учетом сказанного эти три модуля позволяют построить супергете-

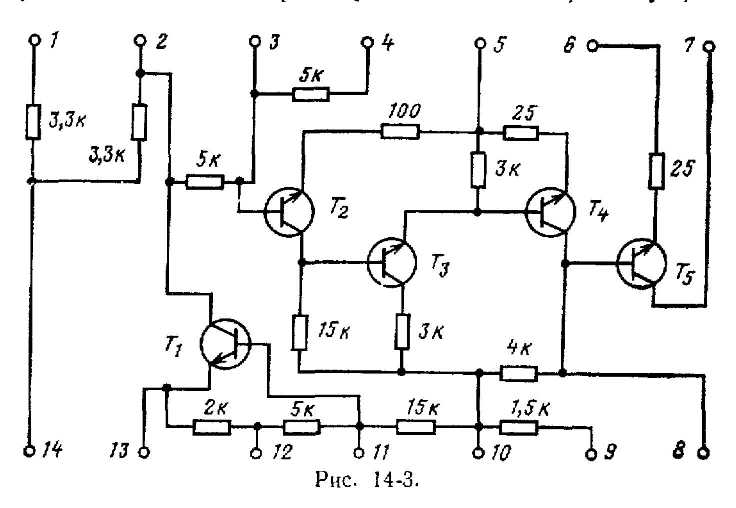


Рис. 14-3.

родинный приемник, имеющий структурную схему, показанную на рис. 14-4. Далее будет показано, что характеристики такого приемника соответствуют приемнику II класса, основные из них приведены в табл. 14-1. Кроме того, отметим следующие характеристики: промежуточная частота 465 кГц; система АРУ должна обеспечивать изменение выходного сигнала не более чем на 10 дБ в диапазоне входных сигна-

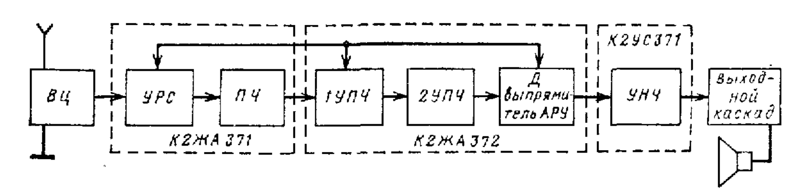


Рис. 14-4.

лов более 26 дБ; чувствительность со входа звукоснимателя не менее 0,25 В; ручная регулировка громкости не менее 50 дБ; среднее звуковое давление не менее $2{,}5\cdot10^6$ Па; граничные частоты низкочастотного тракта — нижняя 200 Гц, верхняя 4 кГц при неравномерности амплитудно-частотной характеристики менее 14 дБ; коэффициент гармоник при коэффициенте модуляции сигнала 0,8 не более 7 %; потребляемая от автономного источника питания при $m = 0{,}3$ мощность не более

Таблица 14-1

Параметр		Поддиапазоны		
		1	2	3—11
Чувствительность	со входа от внешней антенны не хуже, мкВ	150	150	200
	при внутренней магнитной антенне не хуже, мВ/м	2	1	—
Селективность по ослаблению	сигнала при постройке ± 10 кГц не менее, дБ	34	31	—
	зеркального канала не менее, дБ	40	26	12
	сигналов с промежуточной частотой не менее, дБ	30	30	30

0,5 Вт; нормальное напряжение источника питания 9 или 6 В (минимальное 5,6 или 3,8 В).

Расчет приемника произведем, предполагая прием АМС на поддиапазонах 1—11.

14-2. Составление принципиальной схемы приемника

Для рассчитываемого приемника подходят громкоговорители типа 1ГД-37 или 1ГД-4А. Возьмем громкоговоритель 1ГД-37, обладающий следующими характеристиками: $F_н = 150$ Гц, $F_в = 10$ кГц, сопротивление постоянному току 6,5 Ом [11, 24]. Необходимую мощность сигнала для этого типа громкоговорителя обеспечивает модуль К2УС371 с дополнительным выходным бестрансформаторным каскадом, изображенным на рис. 14-5. В табл. 14-2 приведены основные характеристики выбранных модулей микросхем.

Согласно сказанному ранее микромодули № 1 и 2 позволяют подключить по промежуточной частоте лишь две селективные системы (на выходе микромодуля № 1 любую и в коллекторной цепи транзистора T_1 микросхемы № 2 — резонансный контур). На основании данных § 2-4 полоса пропускания приемника не может быть уже 11—12 кГц. Взяв полосу пропускания равной 11 кГц, с учетом ослабления соседнего канала (см. табл. 14-1) необходимый коэффициент прямоугольности кривой селективности вычисляем по формуле (2-111) $K_{п\,50} = 2\cdot 10/11 = 1{,}82$ Из рис. 2-14 следует, что такой коэффициент прямоугольности может обеспечить лишь один четырехзвенный ФСС. Поэтому на выход микросхемы № 1 целесообразно подключать фильтр типа ПФ1П-2. Из табл. 2-7 выписываем его основные параметры: $П = 8{,}5 \div 12{,}5$ кГц, $q = 0{,}25$, $g_{вх.\,ф} = 835$ мкСм, $g_{вых.\,ф} = 417$ мкСм. Следовательно, коэффициент включения входа фильтра к выходу микро-

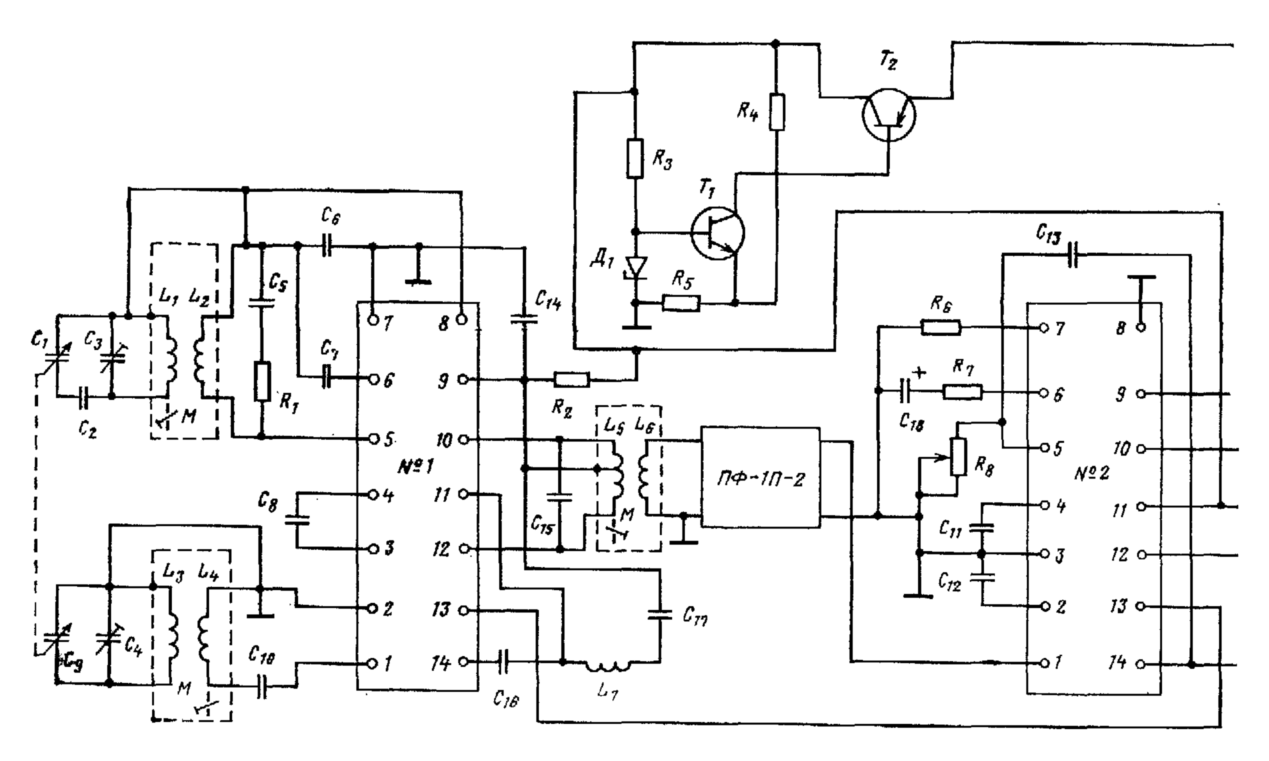
схемы К2ЖА371 должен быть $p = \sqrt{\frac{g_{\text{вых}(I)}}{g_{\text{вх.ф}}}} = \sqrt{\frac{0,0001}{0,000835}} = 0,345.$ Таким образом, минимальное усиление сигнала в микросхеме № 1 с выбранной нагрузкой будет $K_{01} = 73\,qp = 73 \cdot 0,25 \cdot 0,345 = 6,3.$

Таблица 14-2

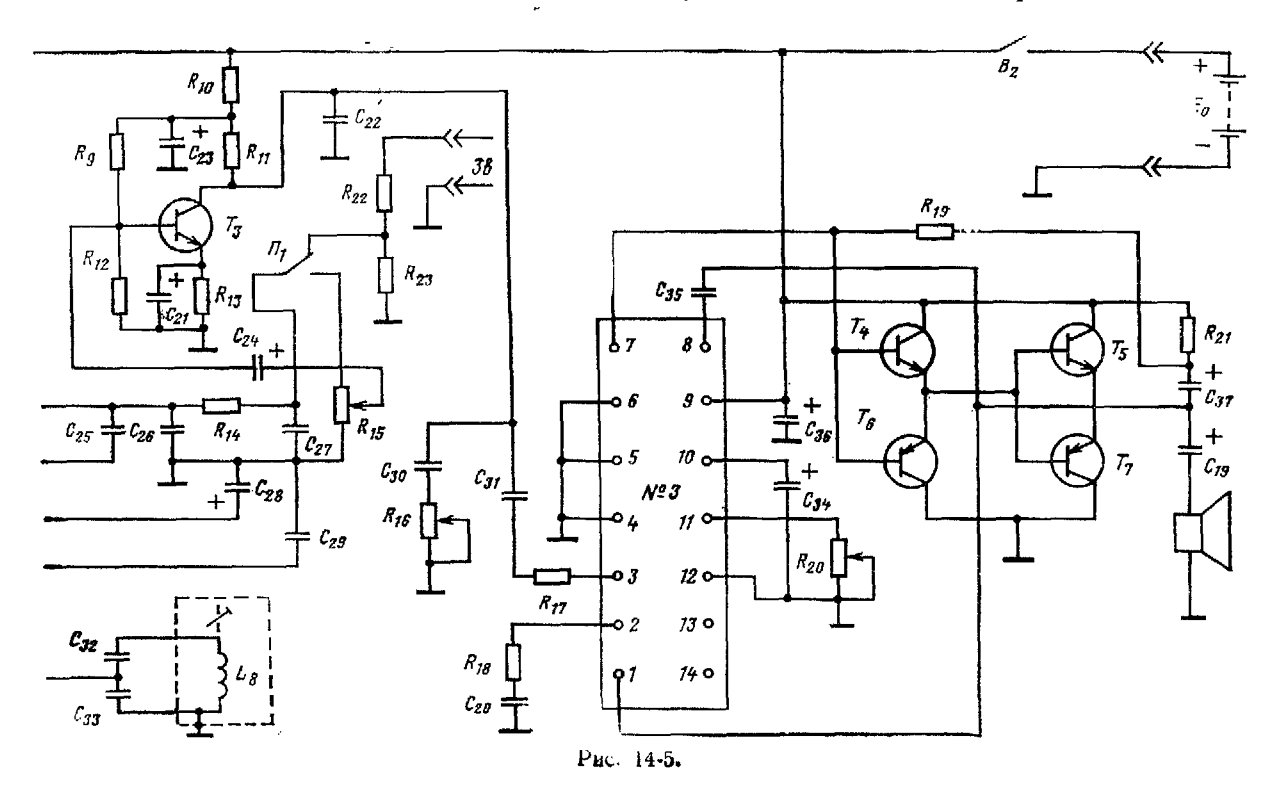
Параметр			К2ЖА371 (№ 1)	К2ЖА372 (№ 2)	К2УС371 (№ 3)
Амплитуда нормального входного сигнала при $m = 0,3$, мВ			—	0,012—0,035	15—20
Амплитуда нормального выходного сигнала при $m = 0,3$, мВ			—	30	680
Коэффициент усиления на частоте сигнала, кГц		150	130—150	—	—
		465	—	860—2500	—
		15 000	73—84	—	—
Нормальное сопротивление, кОм	входное на частоте	0,5 МГц	1,5	0,5—1	0,3
		15 МГц	0,5	—	—
	выходное	по сигналу	10	0,033	0,0065
		для напряжения гетеродина	4	—	—
Потребляемый ток (покоя) не более, мА			3	4	5
Напряжение питания, В			5	5	9

Согласно табл. 14-2 максимальный входной сигнал микросхемы № 3 30 мВ, что равно нормальному выходному сигналу микросхемы № 2. При этом максимальный входной сигнал микросхемы № 2 равен 35 мкВ, а минимальный входной сигнал микросхемы № 1 должен быть 35/6,3 = 5,6 мкВ.

В табл. 13-3 приведены подробные характеристики селективных систем радиотракта приемника I класса для поддиапазонов 2 и 11. Воспользуемся основными из них, определяющими диапазонные свойства и действующую высоту антенны, для дальнейшего расчета. В п. 3 § 2-5 минимальная полоса пропускания радиотракта для приемника I класса выбрана равной 13 кГц. Это значение сохраним для рассчитываемого приемника. В его радиотракте имеется лишь одна селективная система — одиночный контур входной цепи. Его эквивалентное затуха-



C1
C2
C3
C4
C9
L1
L2
M
C5
C6
R1
C7
C8
L3
L4
C10
№1
7
8
6
9
5
10
4
11
3
12
2
13
1
14
C14
C15
C16
C17
L7
R2
L5
L6
ПФ-1П-2
Д1
R3
R4
R5
T1
T2
C13
R6
R7
C18
R8
C11
C12
№2



R10
R9
C23
R11
C22
T3
R22
R23
ЗВ
П1
R12
C21
R13
C24
R15
C25
C26
R14
C27
C28
C29
C30
C31
R16
R17
R18
C20
C32
C33
L8
B2
E0
R19
C35
T4
T5
T6
T7
R21
C37
C19
C36
C34
№3
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
R20

Рис. 14-5.

ние в начале поддиапазона 2 согласно формуле (2-100) и табл 2-12 должно быть $\delta_э = \frac{13}{515} 1 = 0{,}0252$. По (2-64) вычисляем обобщенные расстройки, соответствующие промежуточной частоте на ближней частоте сигнала и зеркальному каналу по максимальной частоте поддиапазона, $\xi_{пр} = \frac{1}{0{,}0252}\left|\frac{515-(515-465)}{515} - \frac{515}{515-(515-465)}\right| = 8{,}22$ и $\xi_з = \frac{1}{0{,}0252}\left|\frac{1640+2\cdot465}{1640} - \frac{1640}{1640+2\cdot465}\right| = 36{,}8$. Из (2-63) находим минимальные ослабления в радиотракте зеркального канала $d_з = \sqrt{1+36{,}8^2} = 36{,}8$, что больше допустимого и по промежуточной частоте $d_{пр} = \sqrt{1+8{,}22^2} = 8{,}28$, что в $31{,}8/8{,}28 = 3{,}85$ раза меньше необходимого. Поэтому в радиотракте необходимо включить контур для увеличения ослабления сигналов с промежуточной частотой.

Входная проводимость микросхемы № 1 согласно рис. 14-1 определяется входной проводимостью транзистора КТ307Г. Его параметры на частоте 515 кГц: $g_{11} = 0{,}8$ мСм и $C_{11} = 60$ пФ. По формуле (5-37) вычисляем необходимую индуктивность катушки связи $L_{св} = 0{,}44$ $(0{,}0252-0{,}01)/(0{,}0008\cdot515\,000) = 162\cdot10^{-7}$ Гн. По (5-3) вычисляем коэффициент включения входа микросхемы № 1 к контуру входной цепи $p_2 \approx 0{,}6\sqrt{\frac{0{,}0000162}{0{,}000242}} = 0{,}156$, что меньше, чем принято в примере 5-4. Поскольку входные емкости транзисторов ГТ308В и КТ307Г близки, то при малом p_2 необходимый коэффициент диапазона будет обеспечен. По (5-40) вычисляем эквивалентное затухание контура для средней и максимальной частот поддиапазона, полагая $g_{11\cdot920} = 0{,}85$ мСм и $g_{11\cdot1640} = 1$ мСм: $\delta_{э920} = 0{,}01\left(1+2{,}26\frac{0{,}0000162}{0{,}01}0{,}00085\cdot920\,000\right) = 0{,}0387$ и $\delta_{э1640} = 0{,}076$. Из (5-41) находим значения коэффициента передачи входной цепи $K_{0в.п515} = \frac{0{,}6}{0{,}0252}\sqrt{\frac{0{,}0000162}{0{,}000242}} = 6{,}2$. Для частот 920 и 1640 кГц получаем соответственно 4 и 2,05.

Выходной сигнал входной цепи определяется соотношением $U_{m1} = Eh_дK_{0\,вц}$. Для начала поддиапазона $U_{m\,515} = 10^{-3}\cdot0{,}0053\cdot6{,}2 = 33\cdot10^{-6}$ В, $U_{m\,920} = 38\cdot10^{-6}$ В и $U_{m\,1640} = 35\cdot10^{-6}$ В. Следовательно, сигнал на входе микросхемы № 1 будет в $33/5{,}6 = 5{,}9$ раза больше требуемого. Для поддиапазона 11 полоса пропускания входной цепи во много раз шире полосы пропускания приемника. Поэтому эквивалентное затухание контура возьмем из условия необходимого ослабления зеркального канала. По (2-84) получаем $\delta_{э.c} = \frac{4\cdot465\,000}{266\cdot10^5\sqrt{4^2-1}} = 0{,}0181$.

При этом из (2-64) находим $\xi_{пр} = \frac{1}{0{,}0181}\left|\frac{25{,}1-(25{,}1-0{,}465)}{25{,}1} - \frac{25{,}1}{25{,}1-(25{,}1-0{,}465)}\right| = 3160$ и по (2-63) получаем $d_{пр} = \sqrt{1+3160^2} = 3160$, что больше необходимого. Следовательно, при выбранном эквивалентном затухании контура входной цепи требуемая селективность в поддиапазоне 11 обеспечивается.

Возьмем диапазонные характеристики входного контура и антенны такими же, как в примере 5-2. Согласно табл. П-1-2 входная проводимость транзистора КТ307Г на средней частоте рассматриваемого под-

диапазона равна 2,3 мСм. Поскольку эквивалентное затухание контура задано, то рассчитываем входную цепь на получение максимального коэффициента передачи. Для этого согласно (5-5) и (5-6) коэффициенты включения должны быть $p_1 = \sqrt{\frac{0{,}0000586}{2 \cdot 0{,}0000203}\left(\frac{0{,}0181}{0{,}01} - 1\right)} = 1{,}08$ и $p_2 = \sqrt{\frac{0{,}0000586}{2 \cdot 0{,}0023}\left(\frac{0{,}0181}{0{,}01} - 1\right)} = 0{,}1$. Коэффициент передачи вычисляем по равенству (5-9) $K_{\text{ов.н}} = \frac{0{,}5}{\sqrt{\frac{1}{0{,}0000203}\,0{,}0023}}\left(1 - \frac{0{,}01}{0{,}0181}\right) = 0{,}021$.

Амплитуда сигнала на выходе входной цепи в поддиапазоне 11 будет $U_{m1} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}021 = 42 \cdot 10^{-7}$ В, что составляет $4{,}2/5{,}6 = 0{,}75$ минимального необходимого. В предыдущих расчетах принимались минимальные коэффициенты усиления, за счет чего в приемнике имеется запас усиления около 30—50 %. Благодаря этому скомпенсируется малый коэффициент передачи входной цепи поддиапазона 11. Кроме того, при детальном расчете можно также изыскать возможности для увеличения усиления приемника.

Согласно табл. 14-1 чувствительность низкочастотного тракта со входа звукоснимателя 0,25 В, что в $0{,}25/0{,}03 = 8$ раз больше минимального входного сигнала микросхемы № 3. Для выходного сигнала звукоснимателя перед входом микросхемы № 3 следует включить делитель напряжения с коэффициентом деления 8. С учетом сказанного можно составить принципиальную схему приемника. На рис. 14-5 она приведена для поддиапазона 2. В дальнейшем проведем расчет ее элементов с учетом наличия в приемнике других поддиапазонов.

14-3. Расчет элементов схемы приемника, подключающихся к микросхемам

На корпусе каждой интегральной микросхемы (у выводов) указываются параметры тех внешних присоединяемых элементов, характеристики которых достаточно жестко лимитированы. Но для некоторых выводов таких указаний не дается и параметры подсоединяемых к ним внешних элементов могут быть рассчитаны и уточнены в процессе налаживания приемника. Рабочие режимы транзисторов микросхем обеспечиваются, если напряжение питания соответствует паспортным данным.

1. *Входная цепь.* Все ее параметры для поддиапазонов 2 и 11 подробно определены в § 14-2. В данном параграфе рассчитывают недостающие параметры элементов схемы. Емкость разделительного конденсатора $C_{1\text{п}}$ должна соответствовать неравенствам (6-5) $C_{1\text{п}} \geqslant (30 \div 100)\,60 = 1800 \div 60\,000$ пф и $C_{1\text{п}} \geqslant (10 \div 20)\,0{,}0008/515\,000 = (15 \div 30) \cdot 10^{-9}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,022 мкФ).

2. *Основные параметры гетеродинного контура* рассчитываются с учетом необходимого сопряжения настроек по методам § 8-2. Для поддиапазона 2 параметры контура рассчитаны в примере 8-1, их значения сохраняются. По (8-15) вычисляем индуктивность катушки связи $L_{\text{св}} = L_2 = 0{,}25 \cdot 133 \cdot 10^{-6} = 33 \cdot 10^{-6}$ Гн. Согласно табл. 14-2 проводимость от гетеродинного контура, пересчитанная к выводам катушки связи, $g_{\text{св}} = 25 \cdot 10^{-5}$ См. Следовательно, коэффициент включения

между контуром и катушкой связи определится в начале поддиапазона равенством $p_г = \sqrt{\frac{g}{g_{св}}} = \sqrt{\frac{12 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-5}}} = 0{,}22$. Для его осуществления коэффициент связи между катушками согласно (5-3) должен быть $k = 0{,}22 \sqrt{\frac{133 \cdot 10^{-6}}{33 \cdot 10^{-6}}} = 0{,}44$. Он осуществим при многослойных катушках, при общем стержневом магнитном сердечнике катушек или при намотке витков катушек связи между витками гетеродинной катушки. В поддиапазоне 2 чаще всего применяются второй и третий методы.

3. *Емкость выходного контура* микросхемы № 1, настраиваемого на промежуточную частоту, вычисляем по (2-153) $C_{15} = 0{,}0003/465\,000 = 645 \cdot 10^{-12}$ Ф. С учетом монтажных емкостей по табл. П-3-2 берем конденсатор емкостью 620 пФ. Индуктивность контурной катушки находим по (2-101) $L_5 = 1/(6{,}28^2 \cdot 465^2 \cdot 10^6 \cdot 645 \cdot 10^{-12}) = 182 \cdot 10^{-6}$ Гн. Индуктивность катушки связи со входом ФСС вычисляем по формуле (8-15) $L_6 = 0{,}25 \cdot 182 \cdot 10^{-6} = 46 \cdot 10^{-6}$ Гн. Полагая $\delta = 0{,}01$, собственную проводимость контура находим по (2-55) $g_{пр} = 0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 645 \times \times 10^{-12} = 188 \cdot 10^{-7}$ См. Чтобы этот контур не влиял на результирующую полосу пропускания приемника, выберем его полосу пропускания из условия $П_{пр} = 1{,}25\, П_{фсс} = 1{,}25 \cdot 11\,000 = 13\,700$ Гц. Для ее осуществления эквивалентное затухание контура определяем по равенству (2-85) $\delta_{э.\,пр} = 13\,700/465\,000 = 0{,}0294$. Согласно табл. 14-2 эквивалентная проводимость контура должна быть 10^{-4} См, а согласно табл. 2-7 входная проводимость ФСС $g_{вх} = 835$ мкСм. Следовательно, коэффициент включения связи должен быть $p_{пр} = \sqrt{\frac{g_{пр}}{g_{вх}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)} = \sqrt{\frac{188 \cdot 10^{-7}}{835 \cdot 10^{-6}}\left(\frac{0{,}0294}{0{,}01} - 1\right)} = 0{,}21$. Для его осуществления коэффициент связи между катушками вычисляем по (5-3) $k = 0{,}21 \times \sqrt{\frac{182 \cdot 10^{-6}}{46 \cdot 10^{-6}}} = 0{,}42$. Он может быть обеспечен при многослойных катушках.

4. *Последовательный контур* $L_7 - C_{16}$ является режекторным. Он служит для ослабления сигналов с промежуточной частотой и настраивается на нее. В резистивном каскаде его индуктивность должна удовлетворять неравенству $L_ф < \frac{R_к}{\delta_ф \omega_{пр} d_ф}$. Положив $d_ф = 20$, получим $L_ф < \frac{8000}{0{,}01 \cdot 6{,}28 \cdot 465\,000 \cdot 20} = 0{,}0136$ Гн. С некоторым запасом возьмем $L_7 = 0{,}001$ Гн и по (2-101) находим $C_{16} = \frac{1}{6{,}28^2 \cdot 465\,000^2 \cdot 0{,}001} = 117 \cdot 10^{-12}$ Ф (берем конденсатор емкостью 120 пФ).

Резистор R_2 и конденсатор C_{14} образуют развязывающий фильтр питания микросхемы № 1. Чтобы при потребляемом токе около 3 мА падение напряжения на резисторе не превышало 0,5 В, выбираем сопротивление резистора равным 150 Ом. Емкость конденсатора вычисляем по (3-19), подставляя минимальную частоту поддиапазона № 1 $C_{14} > \frac{10 \div 20}{147\,000 \cdot 150} = (45 \div 90) \cdot 10^{-8}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,68 мкФ).

Конденсатор C_{17} является разделительным, предотвращающим замыкание резистора сопротивлением 400 Ом (внутри микросхемы № 1) катушкой L_7. Чтобы он не влиял на параметры контура $L_7 - C_{15}$, его емкость должна быть $C_{17} = (20 \div 40)\ C_{16} = (20 \div 40) \cdot 120 = 2400 \div 4800$ пФ (берем конденсатор емкостью 3300 пФ).

Конденсатор C_8 шунтирует эмиттерные резисторы транзисторов преобразователя частоты. Его емкость должна удовлетворять неравенству (3-19) $C_8 > \frac{10 \div 20}{147\,000\,(100 + 100)} = (68 \div 136) \cdot 10^{-8}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 1 мкФ). Конденсатор C_7 подсоединяет катушку связи с гетеродинным контуром к транзисторам гетеродина. Его емкостное сопротивление на минимальной частоте гетеродина должно быть в 20—30 раз меньше индуктивного сопротивления катушки, т.е. $C_7 > (20 \div 30)/[6{,}28^2\,(147 + 465)^2 \cdot 10^6 \cdot 33 \cdot 10^{-6}] = (4 \div 8) \cdot 10^{-9}$ Ф (берем конденсатор емкостью 6800 пФ). Конденсатор C_6 служит для соединения с шасси приемника верхнего на схеме конца катушки и должен иметь малое сопротивление по отношению к сопротивлению катушки связи. Его емкость должна равняться емкости конденсатора C_7.

5. *Входная проводимость* микросхемы № 2 1—2,5 мСм достаточно близка к выходной проводимости ФСС — 417 мкСм. Поэтому соединение выхода ФСС со входом микросхемы № 2 может выполняться без добавочных согласующих элементов. Конденсатор C_{12} вместе с резистором 15 кОм внутри микросхемы № 2 является своеобразным фильтром коллекторной цепи транзистора T_1. Его емкость должна удовлетворять неравенству (3-19) для частот всех поддиапазонов $C_{12} > \frac{(10 \div 20)}{147\,000 \cdot 15\,000} = (45 \div 90) \cdot 10^{-10}$ Ф (берем конденсатор емкостью 6800 пФ). Конденсатор C_{11} совместно с резисторами 4,7 и 10 кОм (внутри микросхемы) образует потенциометр питания базы транзистора T_4. Емкость конденсатора C_{11} должна удовлетворять неравенству (3-19) по отношению к резистору с сопротивлением 10 кОм, т. е. $C_{11} > \frac{(10 \div 20)}{147\,000 \cdot 10\,000} = (68 \div 136) \cdot 10^{-10}$ Ф (принимаем конденсатор емкостью 0,01 мкФ).

6. *Контур* $L_8C_{32}C_{33}$ является селективной системой первого каскада УПЧ на транзисторе T_1. Он настраивается на промежуточную частоту. Возьмем его индуктивность и эквивалентную емкость такими же, как у контура $L_5 - C_{15}$, и будем полагать для него $\delta = 0{,}01$, $g = 188 \cdot 10^{-7}$ См, $\Pi = 13{,}7$ кГц и $\delta_э = 0{,}0294$. Нагрузкой первого каскада является входная проводимость транзистора T_4 микросхемы № 2 ($g_{вх4} \approx 0{,}0008$ См). Согласно рис. 14-2 схема питания коллекторной цепи транзистора T_1 параллельная. Коллекторное напряжение подводится через резистор сопротивлением 4,7 кОм. Оно в основном и определяет выходную проводимость транзистора. Для упрощения схемы контура коэффициенты включения к выходу транзистора T_1 и ко входу транзистора T_4 взяты одинаковыми. Поэтому для обеспечения необходимого эквивалентного затухания контура коэффициент включения должен быть $p = \sqrt{\frac{g}{g_{11(4)} + g_{22(1)}}\left(\frac{\delta_э}{\delta} - 1\right)} = \sqrt{\frac{188 \cdot 10^{-7}}{8 \cdot 10^{-4} + 1/4700} \times (0{,}0294/0{,}01 - 1)} = 0{,}19$. Для приближенного расчета можно положить в (7-11) и (7-12) $C_{м2} = 0$, $C_{11(2)} = 0$, $C_0 = 0$. Тогда емкости контура должны быть $C_{33} = C_э/p^2 = 620/0{,}19^2 = 17\,100$ пФ и $C_{32} = 620/[0{,}19\,(1 - 0{,}19)] = 4000$ пФ (берем конденсаторы емкостью 0,018 мкФ и 3900 пФ). Конденсатор C_{13} является разделительным между первым

и вторым каскадами УПЧ. Его емкость должна удовлетворять неравенствам (6-5). Для транзистора T_4 (КТ319Г) на частоте 465 кГц $C_{11} \approx$ ≈ 100 пФ и $g_{11} \approx 0,8$ мСм. Тогда $C_{13} \geqslant (30 \div 100) \cdot 100 = 3000 \div$ 10 000 пФ и $C_{13} \geqslant (10 \div 20)$ 0,0008/465 000 = $(17 \div 34) \cdot 10^{-9}$ Ф (берем конденсатор емкостью 0,022 мкФ). Резистор R_8 вместе с резисторами 4,7 и 10 кОм микросхемы образуют потенциометр питания базы транзистора T_4. Изменением его сопротивления регулируется рабочая точка транзистора T_4 и коэффициент обратной связи, а следовательно, и усиление этого каскада. Его сопротивление с некоторым запасом должно примерно вдвое превышать сопротивление второго плеча потенциометра (берем резистор с переменным сопротивлением 33 кОм).

7. *Резистор* R_6 включен параллельно резистору в цепи эмиттера транзистора T_6. Согласно рис. 14-2 резисторы в цепях эмиттера транзисторов T_1, T_5 и T_6 не шунтируются емкостями, благодаря чему в каскадах создается отрицательная обратная связь (для уменьшения искажений и повышения стабильности работы). Подбирая сопротивление резистора R_6, можно в некоторых пределах регулировать эту отрицательную обратную связь, а следовательно, и усиление микросхемы № 2. Сопротивление этого резистора должно в 2—3 раза превышать сопротивление эмиттерного резистора (100 Ом) (выбираем его равным 270 Ом).

8. *Цепь* R_7, C_{18} совместно с резистором 10 кОм, включенным в цепь базы транзистора T_3, образует фильтр АРУ. Сопротивление резистора R_7 берется малым (десятки — сотни Ом) и практически не влияет на постоянную времени фильтра. Емкость конденсатора определяется неравенством (11-9) $C_{18} \geqslant (5 \div 10)/(200 \cdot 10\ 000) = (25 \div 50) \cdot 10^{-7}$ Ф (выбираем электролитический конденсатор емкостью 5 мкФ и резистор сопротивлением 100 Ом).

Конденсатор C_{29} служит для создания нулевого потенциала базы транзистора T_2 микросхемы № 2 (выходной каскад АРУ). Его емкость должна удовлетворять (3-19) по отношению к минимальной модулирующей частоте и сопротивлению резистора 15 кОм, находящемуся внутри микросхемы (рис. 14-2), $C_{29} \geqslant (10 \div 20)/(200 \cdot 15\ 000) = (33 \div 66) \cdot 10^{-7}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 5 мкФ). Конденсатор C_{28} служит для фильтрации напряжения питания микросхемы № 2. Его емкость берут около 50—100 мкФ (берем электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ).

Конденсатор C_{25} совместно с резисторами 680 Ом внутри микросхемы № 2 образуют фильтр по токам промежуточной частоты коллекторной цепи транзисторов T_7 и T_8 (детектора). По (3-19) находим его емкость $C_{25} \geqslant (10 \div 20)/(465\ 000 \cdot 680) = (32 \div 64) \cdot 10^{-9}$ Ф (выбираем конденсатор емкостью 0,033 мкФ).

9. *Выходным каскадом микросхемы* № 2 (рис. 14-2) является каскад с транзистором T_8 по схеме с ОК. Его выходное сопротивление определяется первой формулой (2-72). Оно обычно составляет 20—30 Ом. Входное сопротивление микросхемы № 3 определяется входным сопротивлением транзистора T_2 (КТ319Д), использующегося в схеме с ОЭ. Оно составляет примерно 300—500 Ом. Поскольку $R_{вх3} \gg R_{вых2}$, то можно подключать выход микросхемы № 2 ко входу микросхемы № 3 непосредственно (это подключение не скажется на режиме работы выходного каскада микросхемы № 2, но при этом фильтрация напряжения промежуточной частоты будет недостаточна). Поэтому между выходом микросхемы № 2 и входом микросхемы № 3 включают фильтр нижних частот C_{26}, R_{14}, C_{27}. Сопротивление резистора R_{14} берут на порядок больше $R_{вх\ 3}$ (возьмем резистор сопротивлением 6,8 кОм). Емкостное сопро-

тивление конденсатора C_{26} на высшей модулирующей частоте должно составлять (50—100) $R_{вх2}$, а C_{27} — (0,05—0,1) R_{14} на промежуточной частоте. В соответствии с этим их емкости должны быть: $C_{26} \approx 1/(70 \times 6{,}28 \cdot 4000 \cdot 30) = 2 \cdot 10^{-8}$ Ф, $C_{27} = 1/(0{,}07 \cdot 6{,}28 \cdot 465\ 000 \cdot 6800) \approx 7 \times 10^{-10}$ Ф (выбираем конденсаторы емкостью 0,018 мкФ и 750 пФ).

Для передачи большей части выходного сигнала детектора (микросхемы № 2) к резистору ручного регулятора громкости R_{15} его сопротивление должно составлять $(10 \div 20)\ R_{14}$, т. е. $R_{15} = (10 \div 20) \cdot 6800 = (68 \div 136) \cdot 10^3$ Ом (принимаем резистор сопротивлением 100 кОм).

Чтобы малое входное сопротивление микросхемы № 3 существенно не уменьшало глубины регулирования РРГ, последовательно со входом микросхемы № 3 включают дополнительный резистор R_{17} с сопротивлением, в 5—10 раз превышающим $R_{вх3}$. Выбираем $R_{17} \approx (5 \div 10)\ (300 \div 500) = 1500 \div 5000$ Ом (берем резистор сопротивлением 3,3 кОм). Конденсатор C_{31} разделительный. Его сопротивление на нижней модулирующей частоте должно быть менее 0,01—0,03 суммы сопротивлений резисторов R_{14} и R_{17}, т. е. $C_{31} > (30 \div 100)/[6{,}28 \cdot 200(6800+3300)] = (24 \div 80) \cdot 10^{-7}$ (берем электролитический конденсатор емкостью 5 мкФ).

Коэффициент передачи сигнала с выхода микросхемы № 2 на вход микросхемы № 3 при наличии резисторов R_{14} и R_{17} определяется формулой $K_п = R_{вх3}/(R_{14} + R_{17} + R_{вх3})$. Он равен $K_п = 400/(6800+3300+400) = 0{,}038$. Согласно табл. 14-2 выходной сигнал микросхемы № 2 и входной сигнал микросхем № 3 практически равны. Для компенсации потерь сигнала за счет включения резисторов R_{14} и R_{17} между микросхемами № 2 и 3 следует включить добавочный усилитель с коэффициентом усиления $K_u = 1/K_п = 26{,}3$. Его может обеспечить резисторный усилитель по схеме с ОЭ на транзисторе T_3 МП35 (см. рис. 14-5).

10. *Исходные данные* для расчета этого резисторного усилителя: коэффициент усиления $K_0 = 35$ (с запасом для компенсации недостатка усиления радиотракта в поддиапазоне II — см. § 14-2), $F_н = 200$ Гц, $F_в = 4000$ Гц, $M_н = M_в = 1{,}26$, $E_к = 9$ В. Параметры транзистора при типовом режиме: $U_{КЭ} = 5$ В; $U_{БЭ} = 0{,}25$ В; $I_{К0} = 2{,}5$ мА; $I_{Б0} = 15$ мкА; $h_{21б} = 0{,}94$; $g_{11} = 2{,}5$ мСм; $g_{22} = 20$ мкСм; $C_{11} = 30\ 000$ пФ; $C_{22} = 600$ пФ; $Y_{21} = 0{,}05$ См; $f_{гр} = 1{,}0$ МГц.

Данные примера 4-1 показывают, что при малых входных сигналах (менее 0,05 В) нелинейные искажения резисторного каскада не превышают 1 %. Поэтому проведем упрощенный расчет каскада без определения коэффициента гармоник.

С учетом резистора R_{17} входное сопротивление следующего каскада будет $R_{вх} = R_{17} + R_{вх3} = 3300 + 400 = 3700$ Ом. Из (4-3) находим необходимую эквивалентную проводимость нагрузки $G_{эк} \approx Y_{21}/K_0 = 0{,}05/35 = 0{,}0014$ См. Положим $R'_б = R''_б = \infty$ и из (4-4) вычислим необходимое сопротивление коллекторного резистора: $1/R_к = 0{,}0014 - 0{,}00002 - 1/3700 = 0{,}0013$ См (берем резистор R_{11} сопротивлением 910 Ом). Возьмем сопротивление резистора фильтра R_{10} равным 560 Ом. По (3-19) вычисляем емкость конденсатора фильтра $C_{23} > (10 \div 20)/(200 \cdot 560) = (9 \div 18) \cdot 10^{-5}$ Ф (выбираем электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ).

Подставляя в (3-16) $R_{11} + R_{10}$ вместо r_1, получаем $U_1 = 25 \cdot 10^{-4}\ (910+560) = 3{,}67$ В. Из (3-17) находим $U_{R_э} = 9 - 3{,}67 - 5 = 0{,}33$ В. Сопротивление эмиттерного резистора вычисляем по формуле (3-18) $R_{13} = 0{,}33/(0{,}0025+0{,}000015) = 132$ Ом (берем резистор сопротивлением 130 Ом). Емкость эмиттерного конденсатора находим по (3-19) $C_{21} > (10 \div 20)/(200 \cdot 130) = (4 \div 8) \cdot 10^{-4}$ Ф (берем электролитический

конденсатор емкостью 500 мкФ). Находим по (3-20) $U_{R'_б} = 0,33 + 0,25 = 0,58$ В. Задаемся током потенциометра питания базы $2 \cdot 10^{-4}$ А и вычисляем по формулам (3-22) и (3-23) $R_{12} = 0,58/(2 \cdot 10^{-4}) = 2900$ Ом и $R_9 = (9 - 0,0025 \cdot 560 - 0,58)/(0,0002 + 0,000015) = 32\,600$ Ом (выбираем резисторы сопротивлением 3 и 33 кОм). Емкость переходного конденсатора C_{24} берем такой же, как у C_{31}.

11. *Цепь* C_{30}, R_{16} является ручным регулятором верхней граничной частоты. Положим монтажные емкости коллекторной цепи каскада равными 20 пФ. За счет наличия резистора R_{17} к коллекторной цепи транзистора от входа микросхемы № 3 подключается емкость $C'_{11} = \dfrac{C_{вх3}}{R^2_{17} 4\pi^2 F^2_в C_{вх3} + 1} = \dfrac{3 \cdot 10^{-8}}{3,3^2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 3,14^2 \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 9 \cdot 10^{-16} + 1} = 42 \times 10^{-10}$ Ф. По формуле (4-5) вычисляем для верхней частоты модуляции $C_{эк} = 600 + 20 + 4200 = 4820$ пФ. По (2-20) получаем $M_{в.т} = \sqrt{1 + \left[\dfrac{4000}{10^6 (1 - 0,94)}\right]^2} = 1,0015$. Из (4-6) находим необходимую эквивалентную емкость каскада $C'_{эк} \sqrt{\left(\dfrac{M_{в.к}}{M_{в.т}}\right)^2 - 1} - \dfrac{G_{эк}}{2\pi F_в} = \sqrt{\left(\dfrac{1,26}{1,0015}\right)^2 - 1} - \dfrac{0,0014}{6,28 \cdot 4000} = 43 \cdot 10^{-9}$ Ф. Следовательно, параллельно резистору R_{11} следует добавить емкость $C_{доб} = C_{22} = C'_{эк} - C_{эк} = 43\,000 - 4820 = 38\,180$ пФ (выбираем конденсатор емкостью 0,039 мкФ). Будем считать минимальную верхнюю граничную частоту каскада равной $F_{в\,min} = 1,5$ кГц. По (12-7) вычисляем емкость конденсатора $C_{30} = 43\,000 \cdot (4000/1500 - 1) = 71\,000$ пФ (берем конденсатор емкостью 0,068 мкФ). По (12-8) получаем $R_{16} > \sqrt{\dfrac{68 \cdot 10^{-9} - 0,01 \cdot 43 \cdot 10^{-9}}{0,4 \cdot 43 \cdot 10^{-9} \cdot 16 \cdot 10^6 \cdot 68^2 \cdot 10^{-18}}} = 72\,500$ Ом (берем резистор сопротивлением 100 кОм).

12. *Цепь* R_{18}, C_{20} служит для регулировки глубины обратной связи в каскадах микросхемы № 3. Ее параметры обычно равны $R_{18} = 68$ Ом и $C_{20} = 100$ мкФ и подбираются экспериментально. Изменением сопротивления резистора R_{19} можно регулировать усиление микросхемы № 3. Резистор R_{20} определяет подбор режима транзисторов микросхемы. Его сопротивление должно быть 180 кОм. Конденсатор C_{35} замыкает цепи обратной связи с выхода третьего (T_4) на вход первого (T_2) каскадов микросхемы № 3. Его емкость должна быть равна 3300 пФ.

Резистор R_{19} является нагрузкой выходного каскада (T_5) микросхемы № 3. Его сопротивление должно быть равно 2 кОм. Резистор R_{21} и конденсатор C_{37} образуют развязывающий фильтр коллекторной цепи выходного каскада микросхемы № 3. Сопротивление резистора берут равным 1,3 кОм. Емкость конденсатора согласно (3-19) должна быть $C_{37} \geqslant (10 \div 20)/(200 \cdot 1300) = (4 \div 8) \cdot 10^{-5}$ Ф (берем электролитический конденсатор емкостью 50 мкФ). Конденсатор C_{38} является фильтрующим для питающего напряжения всего приемника. Его емкость следует брать возможно большей. Возьмем электролитический конденсатор емкостью 500 мкФ.

Конденсатор C_{19} является разделительным для включения нагрузки (громкоговорителя). Его сопротивление на низшей модулирующей частоте должно составлять менее 0,05 сопротивления громкоговорителя, т. е. $C_{19} > 20/(6,5 \cdot 6,28 \cdot 200) = 0,0025$ Ф (выбираем электро-

литический конденсатор емкостью 2000 мкФ). Конденсатор C_{34} вместе с резистором 1,5 кОм образует фильтр питания коллекторных цепей транзисторов T_2 — T_4 микросхемы № 3. Его емкость согласно (3-19) должна быть $C_{34} > (10 \div 20)/(200 \cdot 1500) = (33 \div 66) \cdot 10^{-6}$ Ф (берем электролитический конденсатор емкостью 50 мкФ).

13. *Резисторы* R_{22} — R_{23} образуют делитель напряжения для выходного сигнала звукоснимателя с коэффициентом деления $Д = 8$ (см. § 14-2). Чтобы резистор R_{23} не шунтировал существенно потенциометр РРГ R_{15}, примем его сопротивление равным 100 кОм. В этом случае для обеспечения требуемого деления следует взять $R_{22} = (Д - 1)R_{23} = (8-1) \cdot 10^5 = 7 \cdot 10^5$ Ом (берем резистор сопротивлением 680 кОм).

14. *Параметры элементов схемы стабилизатора напряжения* рассчитываются обычно приблизительно и уточняются в процессе налаживания приемника. Поэтому возьмем их соответствующими схеме приемника «Меридиан-202»: $R_3 = 5{,}1$ кОм, $R_4 = 2$ кОм и $R_5 = 270$ Ом [24].

Таким образом, все параметры элементов схемы приемника для поддиапазона 2 определены. Аналогичным образом находятся параметры элементов схемы для других поддиапазонов.

15. *Определим ток питания приемника.* Согласно табл. 14-2 максимальные токи микросхем соответственно равны 3, 4 и 5 мА. Ток питания добавочного каскада на транзисторе T_3 равен 2,7 мА. При нормальном выходном сигнале 0,68 В на нагрузке выделяется мощность $P_н = 0{,}5U_н^2/R_н = (0{,}5 \cdot 0{,}68^2)/6{,}5 = 0{,}0354$ Вт. Согласно ГОСТ 5651-76 потребляемая от автономного источника мощность определяется при выходной мощности, соответствующей 30 % номинальной, $P_{ном} = 9\,P_н = 9 \cdot 0{,}0354 = 0{,}32$ Вт, т. е. при $P = 0{,}3 \cdot 0{,}32 = 0{,}1$ Вт. Положим к. п. д. выходного каскада равным 0,6, что соответствует рабочему режиму каскада. При этом потребляемая от источника выходным каскадом мощность будет $P_{0\,вых} = 0{,}1/0{,}6 = 0{,}18$ Вт, чему соответствует потребляемый ток $I_{вых} = 0{,}18/9 = 0{,}02$ А. Таким образом, полный ток питания приемника равен $I_0 = 3+4+5+2{,}7+20 = 34{,}7$ мА, а потребляемая мощность $P_0 = 9 \cdot 0{,}0347 = 0{,}312$ Вт, что меньше допустимого.

Поскольку выбор элементов схемы выполнялся из условий обеспечения необходимых характеристик приемника, то поверочного расчета его характеристик можно не проводить.

1. ПАРАМЕТРЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ДИОДОВ

Таблица П-1-1

Основные параметры транзисторов

Транзистор	Коэффициент передачи тока h_{21}^*	Предельная частота $f_{гр}$, МГц	Сопротивление базы $r_б$, Ом	C_{22}, пФ	C_{12}, пФ	$I_{кБ0}$, мкА
П402	0,94	50	100	14	6,0	15
П403	0,98	100	50	10	7,5	10
П416	0,99	120	50	9	7,0	5
П411	0,993	360	50	4,5	2,2	2
ГТ310Б	0,98	129	75	12	4	5
ГТ308В	0,993	400	50	4	1	3
ГТ313Б	0,993	600	50	4	1	3
ГТ403Б	0,985	1,0	100	—	—	—
МП41А	0,97	1,4	150	400	40	20
КП302А	—	—	400	6	2,4	—
КТ307Г	0,985	160	75	8	2	5
КТ319Г	0,99	50	120	10	3	5
КП350Б	—	—	400	3	0,05	—

Продолжение

Транзистор	Режим при измерении				$P_к (P_c)$, Вт	$E_{к\,max}$, В	$I_{к\,max}$, А
	$U_к (U_c)$, В	$I_к (I_c)$, мА	$U_{з1}$, В	$U_{з2}$, В			
П402	5,0	1,0	—	—	—	—	—
П403	5,0	1,0	—	—	—	—	—
П416	5,0	1,0	—	—	—	—	—
П411	5,0	1,0	—	—	—	—	—
ГТ310Б	5,0	1,0	—	—	—	—	—
ГТ308В	5,0	1,0	—	—	—	—	—
ГТ313Б	5,0	1,0	—	—	—	—	—
ГТ403Б	10	300	—	—	0,6/4	45	0,4/0,8
МП41А	10	10	—	—	0,15	20	0,05
КП302А	10	3	1	—	0,3	—	—
КТ307Г	5	1	—	—	—	—	—
КТ319Г	5	1	—	—	—	—	—
КП350Б	10	5	6	0,5	—	—	—

Таблица П-1-2

2. Проводимость g_{11} (мСм) при $I_к = 1{,}0$ мА

Транзистор	Частота, МГц						
	0,5	1	3	5	10	15	20
П402	0,7	0,8	1,7	2,7	4,5	6,7	10
П403	0,6	0,7	0,85	1,25	3,3	6,7	9
П411	0,9	0,95	1	1,05	1,1	1,3	1,5
П416	1,7	1,8	2	2,4	3,1	5	7,1
ГТ310Б	0,5	0,5	0,6	0,7	2,3	3,9	5,6
ГТ308В	0,4	0,5	0,6	0,8	1	1,5	2
ГТ313Б	0,3	0,35	0,45	0,6	0,85	1,5	2
КТ307Г	0,8	0,85	1,1	1,3	1,5	1,8	2
КТ319Д	0,8	0,9	1,2	1,6	2,5	1,8	—
КП302А	—	—	—	—	0,002	0,0025	0,003
КП350Б	—	—	—	—	—	—	0,0007

Продолжение

Транзистор	Частота, МГц						
	30	40	50	70	100	200	300
П402	—			—	—	—	—
П403	12,6			—	—	—	—
П411	2,0	3,1	5	8	—	—	—
П416	10,5	15	—	—	—	—	—
ГТ310Б	8,9	11	13	16	—	—	—
ГТ308В	3	4	5	7,5	10	13	—
ГТ313Б	3	4	5	6	8	—	—
КТ307Г	2,8	4	5	—	—	—	—
КТ319Д	—	—	—	—	—	—	—
КП302А	0,004	0,006	0,01	0,02	0,05	0,5	2,5
КП350Б	0,001	0,002	0,005	0,01	0,1	0,3	1,25

Таблица П-1-3

3. Проводимость g_{22} (мкСм) при $I_к = 1$ мА

Транзистор	Частота, МГц						
	0,5	1	3	5	1	15	20
П402	7	11	20	33	200	500	1500
П403	9	10	13	16	49	80	150
П411	9	9,5	10	16	20	50	125
П416	10,5	11	12	15	50	75	140
ГТ310Б	7	8	9	10	40	70	130
ГТ308В	10	13	30	60	150	250	350
ГТ313Б	8	10	15	30	60	100	150
КП302А	2	3	5	10	17	22	30
КП350Б	1	1,5	2	3	4	5	6
КТ307Г	10	13	40	80	200	—	—
КТ319Г	10	15	100	300	—	—	—

Продолжение

Транзистор	Частота, МГц						
	30	40	50	70	100	200	300
П402		—	—	—	—	—	—
П403	220	—	—	—	—	—	—
П411	170	250	330	500	800	—	—
П416	210	350	500	—	—	—	—
ГТ310Б	200	290	350	450	700	—	—
ГТ308В	430	550	650	750	900	1300	—
ГТ313Б	200	280	400	550	750	1100	—
КП302А	50	80	100	200	500	1600	8000
КП350Б	7	8	10	50	200	700	1100
КТ307Г	—	—	—	—	—	—	—
КТ319Г	—	—	—	—	—	—	—

Таблица П-1-4

4. Проводимость Y_{21} (мкСм) при $I_к = 1$ мА

Транзистор	Частота, МГц						
	0,5	1	3	5	10	15	20
П402	30	30	30	30	29,5	29	24
П403	31	31	31	31	30,5	29,5	26
П411	40	40	40	40	40	40	40
П416	31	31	31	31	31	30	28
ГТ310Б	26	26	26	26	25,5	25	24
ГТ308В	35	35	35	35	35	34	33
ГТ313Б	90	90	90	90	90	88	85
МП41А	500	400	150	—	—	—	
КП302А	3	3	3	3	3	3	3
КП350Б	6	6	6	6	6	6	6
КТ307Г	22	22	22	21	18	16	14
КТ319Г	20	20	18	14	10	—	—

Продолжение

Транзистор	Частота, МГц						
	30	40	50	70	100	200	300
П402	—	—	—	—	—	—	—
П403	22	—	—	—	—	—	—
П411	37	34	30	28	—	—	—
П416	25	23	—	—	—	—	—
ГТ310Б	22	20	19	17	—	—	—
ГТ308В	30	28	26	24	23	18	—
ГТ313Б	80	75	65	55	42	25	17
МП41А	—	—	—	—	—	—	—
КП302А	3	3	3	3	2,9	2,7	—
КП350Б	6	6	6	6	6	5,9	5,8
КТ307Г	11	—	—	—	—	—	—
КТ319Г	—	—	—	—	—	—	—

Таблица П-1-5

5. Емкость C_{11} (пФ) при $I_к = 1$ мА

Транзистор	Частота, МГц						
	0,5	1	3	5	10	15	20
П402	160	150	135	130	110	85	80
П403	150	140	125	120	115	90	84
П411	33	32	31	30,5	30	30	30
П416	130	125	120	101	92	84	78
ГТ310Б	80	75	65	60	56	45	40
ГТ308В	40	40	40	40	40	40	40
ГТ313Б	50	50	50	50	50	50	50
МП41А	20 000	—	—	—	—	—	—
КП302А	8	8	8	8	8	8	8
КТ350Б	3	3	3	3	3	3	3
КТ307Г	60	60	60	60	60	60	60
КТ319Г	100	100	100	100	—	—	—

Продолжение

Транзистор	Частота, МГц						
	30	40	50	70	100	200	300
П402	—	—	—	—	—	—	—
П403	78	—	—	—	—	—	—
П411	28	26	22	21	20	—	—
П416	70	66	—	—	—	—	—
ГТ310Б	35	33	31	29	—	—	—
ГТ308В	37	32	26	18	13	8	7
ГТ313Б	47	38	32	24	18	10	8
МП41А	—	—	—	—	—	—	—
КП302А	8	8	8	8	8	8	—
КТ350Б	3	3	3	3	3	3	3
КТ307Г	60	60	—	—	—	—	—
КТ319Г	—	—	—	—	—	—	—

Таблица П-1-6

6. Параметры точечных диодов

Диод	Параметр					
	$I_0 \leqslant$, мА	$S \geqslant$, мСм	$S_{обр} \leqslant$, мкСм	$U_{обр}$, В	f_{max}, МГц	$C_д \leqslant$, пФ
Д1А	16	2,5	0,025	20	150	1
Д1В	25	7,5	0,01	30	150	1
Д1Е	12	10	0,0025	100	150	1
Д2А	50	50	0,04	10	150	1
Д2Е	16	10	0,0025	125	150	1
Д9А	25	10	0,025	10	80	1
Д9Ж	15	10	0,025	100	80	1
ДК8А	15	10	0,025	10	80	1

Таблица П-3-1

7. Шкала номинальных сопротивлений постоянных резисторов

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни ом и килоом, мегаомы					
1	1	1	3,3	3,3	3,3
1,1	—	—	3,6	—	—
1,2	1,2	—	3,9	3,9	—
1,3	—	—	4,3	—	—
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6	—	—	5,1	—	—
1,8	1,8	—	5,6	5,6	—
2	—	—	6,2	—	—
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4	—	—	7,5	—	—
2,7	2,7	—	8,2	8,2	—
3	—	—	9,1	—	—

Таблица П-3-2

8. Шкала номинальных емкостей конденсаторов

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
Единицы, десятки, сотни и тысячи пикофарад					
1	1	1	3,3	3,3	3,3
1,1	—	—	3,6	—	—
1,2	1,2	—	3,9	3,9	—
1,3	—	—	4,3	—	—
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6	—	—	5,1	—	—
1,8	1,8	—	5,6	5,6	—
2,0	—	—	6,2	—	—
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4	—	—	7,5	—	—
2,7	2,7	—	8,2	8,2	—
3,0	—	—	9,1	—	—
Микрофарады					
0,010	0,010	0,010	0,33	0,33	0,33
0,012	0,012	—	0,47	0,47	0,47
0,015	0,015	0,015	0,68	0,68	0,68
0,018	0,018	—	1,0	1,0	1,0
0,022	0,022	0,022	1,5	1,5	1,5
0,027	0,027	—	2,2	2,2	2,2

Допустимые отклонения, %					
±5	±10	±20	±5	±10	±20
0,033	0,033	0,033	3,3	3,3	3,3
0,039	0,039	—	4,7	4,7	4,7
0,047	0,047	0,047	6,8	6,8	6,8
0,056	0,056	—	10	10	10
0,068	0,068	0,068	15	15	15
0,082	0,082	—	22	22	22
0,1	0,1	0,1	33	33	33
0,15	0,15	0,15	47	47	47
0,22	0,22	0,22	68	68	68

Примечание. Электролитические конденсаторы выпускаются с номинальными емкостями 1, 2, 5, 10, 50, 100, 200, 300, 1000, 2000, 5000 мкФ.

Таблица П-4-1

9. Блоки из двух конденсаторов переменной емкости

Марка	Диэлектрик	C_{min}, пФ	C_{max}, пФ	Емкость подстроечного конденсатора, пФ	В каких приемниках применяется
КПЕ	Воздух	12	495		Эфир-67, Родина-65
КПЕ	Воздух	10	365		Спидола, ВЭФ-12
КПЕ	Воздух	9	270		Альпинист
КП4-3А	Твердый	6	200		Маяк, Микро, Эра
КПЕ-3	Твердый	6	250	2,5—7	Алмаз
КПТМ-1	Твердый	6	260		Рига-301
КПТМ-4	Твердый	5	260	2—8	Орбита, Юпитер
КПЕ	Твердый	2	120		Сюрприз
КПЕ-5	Твердый	5	240	2—12	Сокол, Топаз-2

Таблица П-4-2

10. Емкости подстроечных керамических конденсаторов

Тип	Емкость, пФ						
КПК-1	2—7	4—15	6—25	8—30	—	—	—
ПКП-2	6—60	10—100	25—150	75—200	125—250	200—325	275—375

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Апериодические** усилители на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет/Под редакцией Валитова Р. А. и Куликовского А. А. — М.: Советское радио, 1968. — 300 с.

2. **Белов И. Ф., Дрызго Е. В.** Справочник по транзисторным радиоприемникам. — М.: Советское радио, 1970. — 519 с.

3. **Радиоприемные** устройства./Бобров Н. В., Максимов Г. В., Мичурин В. И. и др. — М.: Советское радио, 1971. — 496 с.

4. **Расчет** радиоприемников/Бобров Н. В., Максимов Г. В., Мичурин В. И. и др. — М.: Воениздат, 1971. — 496 с.

5. **Бобров Н. В.** Радиоприемные устройства. — М.: Энергия, 1976. — 368 с.

6. **Великан Я. Н., Гельмонт З. Я., Зеллах Э. В.** Пьезокерамические фильтры. — М.: Связь, 1966. — 396 с.

7. **Гозолинг В.** Применение полевых транзисторов. — М.: Энергия, 1970. — 160 с.

8. **Горшелев В. Д., Красноцветова З. Г., Федорцев Б. Ф.** Основы проектирования радиоприемников. — М.: Энергия, 1977. — 384 с.

9. **Гумеля Е. Б.** Выбор схем транзисторных приемников. — М.: Госэнергоиздат, 1963. — 75 с.

10. **Гуткин Л. С., Лебедев В. А., Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. — М.: Советское радио, ч. I, 1961. —703 с., ч. II, 1963. — 400 с.

11. **Дольник А. Г.** Громкоговорители. — М.: Энергия, 1964. — 32 с.

12. **Екимов В. Д., Павлов К. М.** Проектирование радиоприемных устройств. — М.: Связь, 1970. — 504 с.

13. **Екимов В. Д.** Расчет и конструирование транзисторных радиоприемников. — М.: Связь, 1972. — 216 с.

14. **Жеребцов И. П.** Основы электроники. — М.: Энергия, 1974. — 463 с.

15. **Згут М. А.** Условные обозначения и радиосхемы. — М.: Энергия, 1964. — 112 с.

16. **Калихман С. Г., Левин Я. М.** Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. — М.: Связь, 1969. — 480 с.

17. **Крупинин И. Т., Белкин А. И.** Радиоприемники на транзисторах. — М.: Энергия, 1974. — 128 с.

18. **Куликовский А. А., Болошин И. А., Потрясай В. Ф.** Основы учебного проектирования радиоприемников. — М.: Госэнергоиздат, 1956. — 250 с.

19. **Левандовский Б. А.** Шкалы и верньерные устройства. — М.: Госэнергоиздат, 1952. — 64 с.

20. **Левитин Е. А., Левитин Л. Е.** Радиовещательные приемники. — М.: Энергия, 1967. — 367 с.

21. **Ломанович В.** Справочник по радиодеталям. — М.: ДОСААФ, 1966. — 63 с.

22. **Маш Г., Фишер Г.** Телевизионные приемники и приемные телевизионные антенны. — М.: Энергия, 1964. — 326 с.

23. **Музыка З. Н., Пустоваров В. Е., Синицкий Б. Г.** Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах. — М.: Энергия, 1975. — 136 с.

24. **Новоселов Л. Е.** Транзисторные приемники «Спидола», «ВЭФ», «Океан», «Меридиан». — М.: Энергия, 1976. — 208 с.

25. **Палшков В. В.** Радиоприемные устройства. — М.: Связь, 1965. — 544 с.

26. **Петров А. Н., Шматченко В. Ф.** Полосовые электромеханические фильтры радиочастот. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 299 с.

27. **Радиоприемные** устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет/Под ред. Р. А. Валитова, А. А. Куликовского. — М.: Советское радио, 1968. — 384 с.

28. **Рогинский И. Ю.** Детали миниатюрной аппаратуры. — М.: Энергия, 1971. — 120 с.

29. **Синельников А. Х.** Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты. — М.: Энергия, 1969. — 97 с.

30. **Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. — М.: Воениздат, 1954. — 804 с.

31. **Справочник** радиолюбителя/Под ред. А. А. Куликовского. — М.: Госэнергоиздат, 1961. — 500 с.

32. **Транзисторы.** Справочник/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1969. — 623 с.

33. **Трохименко Я. К.** Радиоприемные устройства на транзисторах. — К.: Техника, 1964. — 416 с.

34. **Харченко К. П.** УКВ антенны. — М.: ДОСААФ, 1969. — 111 с.

35. **Хомич В. И.** Приемные ферритовые антенны. — М.: Госэнергоиздат, 1963. — 64 с.

36. **Шуцкой К. А.** Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов. — М.: Госэнергоиздат, 1958. — 128 с.

37. **Фалькович С. Е., Музыка З. Н.** Чувствительность радиоприемных устройств с транзисторными усилителями. — М.: Энергия, 1970. — 128 с.

38. **Фрид Е. А., Азарх С. Х.** Пьезокерамические фильтры. — М.: Энергия, 1967. — 40 с.

39. **Цыкин Г. С.** Усилительные устройства. — М.: Связь, 1971. — 435 с.

40. **Чистяков Н. И., Сидоров В. М.** Радиоприемные устройства. — М.: Связь, 1974. — 408 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ